



UNIVERSIDAD de VALLADOLID

ESCUELA de INGENIERÍAS INDUSTRIALES

DEPARTAMENTO de INGENIERÍA ELÉCTRICA

TESIS DOCTORAL:

***MEDIDA de ARMÓNICOS en el MARCO de los
ESTÁNDARES IEC para la CARACTERIZACIÓN de
VARIADORES de FRECUENCIA.***

Presentada por Ángel Eugenio Arranz Gimón
para optar al grado de Doctor en Ingeniería Industrial
por la Universidad de Valladolid

Dirigida por:

Dr. Óscar Duque Pérez

Dr. Daniel Moríñigo Sotelo

Valladolid, 2020

AGRADECIMIENTOS

Deseo agradecer el apoyo, la paciencia y la inestimable ayuda prestada por los directores de esta Tesis Doctoral, Dr. Óscar Duque Pérez y Dr. Daniel Moríñigo Sotelo, en la realización de la misma.

A mi familia

Tesis doctoral:

«Medida de armónicos en el marco de los estándares IEC para la caracterización de variadores de frecuencia.»

Autor: Ángel Eugenio Arranz Gimón.

Directores: Dr. Óscar Duque Pérez, Dr. Daniel Moríñigo Sotelo

RESUMEN de la TESIS.

Es importante la correcta medición del contenido armónico en la red eléctrica, así como en las salidas de los variadores de frecuencia que alimentan motores de inducción, de uso muy extendido en la industria, tanto para medir la calidad de la energía suministrada como para detectar posibles averías en los equipos conectados. Las señales de salida de los variadores presentan abundante contenido armónico e interarmónico, tanto en la parte baja como alta del espectro, que puede dificultar la detección de fallos en el motor, pero que también puede aportar nuevos patrones o firmas para facilitar su diagnóstico. Por otra parte, debido a la gran complejidad de realizar un estudio analítico de las respuestas armónicas de cualquier variador comercial, junto a la falta de información a este respecto suministrada por los fabricantes, se hace necesario realizar un estudio empírico de dichas respuestas.

Para solventar este problema, en esta tesis se desarrolla una metodología de caracterización experimental de variadores de frecuencia que excitan motores de inducción, en función de los contenidos armónicos de sus salidas, mediante un plan de ensayos definido (y unificado para todos los convertidores, por basarse en la normativa de medida de calidad de la red eléctrica), con la finalidad de conocer la calidad de la energía generada y detectar posibles fallos en los motores. Para alcanzar este propósito, ha sido preciso primero conocer el contenido armónico que se pretende evaluar y también la manera de medirlo, para después desarrollar un sistema de medida y procesamiento de dicho contenido, basado en los conocimientos anteriores.

Por ello, se han estudiado con detalle los comportamientos armónicos de los convertidores de frecuencia y de los motores de inducción a ellos conectados, insistiendo en las técnicas de control y de modulación de los convertidores y en los armónicos producidos por fallos en el motor, puesto que otro de los objetivos es la comprobación del estado del motor mediante la caracterización armónica de sus señales de alimentación. También se han investigado las técnicas actuales enfocadas a la medida de armónicos e interarmónicos en la red eléctrica, profundizando en las basadas en las normas de la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC), pues son las que más se adecúan a la naturaleza de las señales procesadas en esta tesis, y exponiendo las ventajas y limitaciones de cada una de ellas.

Basándose en la anterior investigación, se ha diseñado un sistema de medida y análisis espectral, que permite solventar la rigidez y limitaciones de los medidores comerciales de calidad de la energía, orientados a analizar únicamente las señales de la red, adaptándose a las necesidades específicas de medición a la salida de los variadores de frecuencia ensayados: frecuencias fundamentales diferentes a la de la red, medidas de interarmónicos de la parte alta del espectro, posibilidad de variar las agrupaciones frecuenciales y los tiempos de agregación, etc. El sistema desarrollado se basa en la misma normativa IEC por la que se rigen los medidores comerciales, que es adaptada en esta tesis a las características de las señales de los

variadores. El sistema diseñado es flexible, de forma que también sería aplicable para analizar señales eléctricas con otras características, como las de la propia red de suministro.

Asimismo, para el desarrollo de este sistema se han realizado aportaciones nuevas relacionadas con las formas de agregar las medidas, tanto en frecuencia como en el tiempo, que mejoran las indicadas en la propia normativa adecuándolas al tipo de señales analizadas. Se propone una colección de agrupaciones frecuenciales y tasas de distorsión que permiten caracterizar los variadores y motores ensayados, resolviendo las limitaciones de las tasas propuestas en las normas IEC en cuanto a la forma de normalizar y los rangos y tipos de frecuencias que se necesita medir en el sistema variador-motor. También se estudia el problema de las variaciones de las amplitudes halladas tras aplicar la DFT en sucesivas ventanas de muestreo, debidas a las interacciones de la fuga espectral entre tonos cercanos. Se propone una solución válida al anterior problema basada en la agregación temporal, así como una forma experimental de hallar un tiempo de agregación adecuado que mejore los resultados respecto a usar los tiempos de agregación definidos en la normativa.

El sistema completo desarrollado ha sido validado mediante señales sintéticas y reales, insistiendo especialmente en la comprobación del método de sincronismo utilizado. Las mediciones con señales reales efectuadas mediante el sistema desarrollado se han contrastado con las obtenidas con un analizador de calidad de energía comercial, calibrado y homologado cumpliendo las mismas normas en las que se ha basado nuestro sistema de medida.

A continuación, se caracterizan empíricamente distintos variadores de frecuencia comerciales, en base al contenido armónico de la energía por ellos suministrada, mediante un plan de ensayos diseñado para extraer la máxima información armónica de los dispositivos analizados. Para este fin, se modifican las frecuencias fundamentales y de conmutación, modos de control y modelos de variador, así como los tipos de motores y sus cargas conectadas. En todos los ensayos se utiliza el mismo sistema de medida y procesamiento de datos antes desarrollado y verificado, que, al basarse además en las normas IEC de medida de calidad de la red eléctrica, unifica la forma de realizar las medidas en todos los convertidores. Los resultados obtenidos se presentan primero según el tipo de fuente de alimentación ensayada, red y variadores, mostrando los valores de las barras espectrales y agrupaciones armónicas e interarmónicas individuales en sucesivos diagramas espectrales, de forma similar a la interface gráfica de los medidores comerciales. Después se exponen las tasas de distorsión halladas, analizando su dependencia entre ellas y con las variables usadas en los ensayos (frecuencias de conmutación y fundamental de salida, tipo de control y modulación del variador, motor y nivel de carga); siguiendo con una comparación de todas las tasas obtenidas.

Finalmente se calculan los parámetros diferencia entre todas las agrupaciones y tasas obtenidas en los ensayos con motores con diferentes tipos de fallos, y se determina cuáles de estos parámetros aportan información relevante de cara a la detección de fallos en el motor. Se han obtenido diferencias apreciables en algunas agrupaciones y tasas interarmónicas de intensidad, halladas para un motor con excentricidad mixta; y de menor relevancia en tasas armónicas de tensión, para un motor de inducción con barra rota.

Thesis doctoral:

«Measurement of harmonics in the IEC standards framework for the characterization of Adjustable Speed Drives.»

Author: Ángel Eugenio Arranz Gimón.

Directors: Dr. Óscar Duque Pérez, Dr. Daniel Moríñigo Sotelo

THESIS SUMMARY

It is important the correct measurement of the harmonic content in the electrical network, as well as in the outputs of the adjustable speed drives (ASDs) or frequency converters that power induction motors, widely used in the industry, both to measure the quality of the energy supplied and to detect possible failures in connected equipment. The output signals of the inverters present abundant harmonic and interharmonic content, both in the low and high part of the spectrum, which can make it difficult to detect motor faults, but which can also provide new patterns or signatures to facilitate their diagnosis. On the other hand, due to the great complexity of performing an analytical study of the harmonic responses of any commercial ASD, together with the lack of information in this regard provided by the manufacturers, it is necessary to perform an empirical study of that frequency responses.

To solve this problem, this thesis develops an experimental characterization methodology of ASDs that excite induction motors, based on the harmonic contents of their outputs, through a defined test plan (and unified for all converters, due to be based on the regulation of quality measurement of the electrical network), in order to know the quality of the generated energy and detect possible failures in the motors. To achieve this purpose, it was necessary to first know the harmonic content to be evaluated and also the way to measure it, to then develop a system for measuring and processing said content, based on previous knowledge.

For this reason, the harmonic behavior of the frequency converters and the induction motors connected to them has been studied in detail, insisting on the control and modulation techniques of the converters and on the harmonics produced by faults in the motor, since that another of the objectives is the verification of the state of the engine through the harmonic characterization of its power signals. The current techniques focused on the measurement of harmonics and interharmonics in the electric network have also been investigated, especially those based on the standards of the International Electrotechnical Commission (IEC), since they are the ones that best suit the nature of the processed signals in this thesis, and taking into account the advantages and limitations of each of them.

Based on the previous research, a spectral measurement and analysis system has been designed to solve the rigidity and limitations of commercial power quality analyzers, aimed at analyzing only the signals of the network, adapting to the specific needs of the measurement at the output of the frequency inverters tested: fundamental frequencies other than the network, interharmonic measurements of the high part of the spectrum, possibility of varying the frequency groupings and the aggregation times, etc. The system developed is based on the same IEC normative governing commercial analyzers, which is adapted in this thesis to the characteristics of the signals of the frequency variators. The designed system is flexible, so that it would also be applicable to analyze electrical signals with other characteristics, such as those of the supply network.

Likewise, for the development of this system, new contributions have been made related to the ways of aggregating the measures, both in frequency and in time, that improve those indicated in the normative adapting them to the type of signals analyzed. We propose a collection of frequency groupings and distortion rates that allow us to characterize the inverters and motors tested, solving the limitations of the rates proposed in the IEC standards in terms of how to normalize and the ranges and types of frequencies that need to be measured in the variator-motor system. The problem of the variations of the amplitudes found after applying the FFT in successive sampling windows, due to the interactions of the spectral leakage between nearby tones, is also studied. We propose a valid solution to this problem based on temporal aggregation, as well as an experimental way of finding an adequate aggregation time that improves the results with respect to using the aggregation times defined in the normative.

The complete system developed has been validated by synthetic and real signals, insisting in particular on the verification of the synchronism method used. The measurements with real signals made by the developed system have been contrasted with those obtained with a commercial power quality analyzer, calibrated and homologated complying with the same standards on which our measurement system has been based.

Next, different commercial frequency variators are characterized empirically, based on the harmonic content of the energy supplied by them, through a test plan designed to extract the maximum harmonic information from the analyzed devices. For this purpose, fundamental and switching frequencies, control modes and frequency converters models are modified, as well as the types of motors and their loads connected. In all the tests, the same measurement and data processing system previously developed and verified is used, which, by also being based on the IEC standards for measuring the quality of the electrical network, unifies the way of measuring in all the converters. The results obtained are presented first according to the type of power source tested, electrical network and frequency variators, showing the values of the spectral bars and individual harmonic and interharmonic groups in successive spectral diagrams, similar to the graphical interface of commercial analyzers. Then the distortion rates found are exposed, analyzing their dependence between them and with the variables used in the tests (switching and fundamental output frequencies, type of control and modulation of the drive, motor and load level); following with a comparison of all the obtained rates.

Finally, the difference parameters between all the groupings and rates obtained in the tests with motors with different types of faults are calculated, and it is determined which of these parameters provide relevant information in order to detect motor faults. Significant differences have been obtained in some groups and interharmonic current rates for a motor with mixed eccentricity, and of lesser importance in harmonic voltage rates, for an induction motor with a broken bar.

ÍNDICE

<i>Agradecimientos.</i>	<i>i</i>
<i>Resumen de la tesis.</i>	<i>v</i>
<i>Thesis summary.</i>	<i>vii</i>
<i>Índice de figuras.</i>	<i>xv</i>
<i>Índice de tablas.</i>	<i>xxvii</i>
<i>Glosario.</i>	<i>xxix</i>

BLOQUE I.- JUSTIFICACIÓN Y OBJETIVOS. 1

1.- INTRODUCCIÓN.	3
1.1.- <i>Justificación.</i>	3
1.2.- <i>Objetivos y procedimiento de trabajo.</i>	5
1.3.- <i>Estructura de la tesis.</i>	7

BLOQUE II.- ESTADO DEL ARTE. 11

2.- ARMÓNICOS, INTERARMÓNICOS y su MEDIDA ORIENTADA a la NORMATIVA.	13
2.1.- <i>Normativa sobre calidad de la energía eléctrica.</i>	13
2.2.- <i>Armónicos e interarmónicos.</i>	19
2.2.1.- <i>Armónicos: causas y efectos.</i>	19
2.2.2.- <i>Interarmónicos: causas y efectos.</i>	21
2.3.- <i>Conceptos básicos sobre medida de armónicos.</i>	24
2.3.1.- <i>Introducción.</i>	24
2.3.2.- <i>El análisis de Fourier.</i>	26
2.3.3.- <i>Efectos indeseados.</i>	28
2.3.4.- <i>Ventanas para el análisis espectral de señales.</i>	30
2.3.5.- <i>Algoritmos para el cálculo de la transformada de Fourier.</i>	35
2.4.- <i>Medición de armónicos e interarmónicos en el marco de la normativa IEC.</i>	36
2.4.1.- <i>Los estándares IEC para medida de armónicos.</i>	36
2.4.2.- <i>Agrupaciones en el dominio de la frecuencia: norma IEC 61000-4-7.</i>	39
2.4.2.1.- <i>Agrupaciones armónicas.</i>	40
2.4.2.2.- <i>Tasas de distorsión armónica para las agrupaciones espectrales.</i>	44
2.4.2.3.- <i>Medidas por encima del rango de frecuencias armónicas (hasta 9 kHz).</i>	45
2.4.3.- <i>Agregación en el tiempo de agrupaciones espectrales.</i>	47
2.4.4.- <i>Consideraciones sobre las tasas de distorsión definidas en la normativa.</i>	52
2.4.5.- <i>Consideraciones sobre las medidas por encima del rango de frecuencias armónicas definidas en la normativa.</i>	57
2.4.6.- <i>Sincronización de ventanas de adquisición.</i>	60
2.4.7.- <i>Ejemplos de aplicación de la normativa.</i>	62

3.- PROCEDIMIENTOS de MEDICIÓN de ARMÓNICOS e INTERARMÓNICOS en SEÑALES de RED ELÉCTRICAS NO CONTEMPLADOS en la NORMATIVA.	65
3.1.- Métodos de procesamiento de señales según se basen en modelos (paramétricos) o no se basen en modelos (no paramétricos).	66
3.1.1.- Descripción básica de cada método.	67
3.1.1.1.- Transformada Discreta y transformada rápida de Fourier (DFT-FFT)..	67
3.1.1.2.- Transformada Wavelet (WT).	69
3.1.1.3.- Transformada de Hilbert-Huang (HHT).	71
3.1.1.4.- Transformada Chirp Z (CZT).	72
3.1.1.5.- Modelo Autorregresivo de Media Móvil (ARMA).	73
3.1.1.6.- Método de Prony.	73
3.1.1.7.- Método de Clasificación Múltiple de Señal (MUSIC).	74
3.1.1.8.- Técnica de Estimación de Parámetros de la Señal a través de la Técnica de Invarianza Rotacional (ESPRIT).	75
3.1.1.9.- Filtrado de Kalman (KF).	75
3.1.1.10.- Redes Neuronales Artificiales (ANN).	77
3.1.1.11.- Bucle de enganche de fase (PLL) y PLL mejorado (EPLL).	78
3.1.1.12.- Técnica del Elemento Lineal Adaptativo (ADALINE).	80
3.1.2.- Análisis armónico usando métodos no paramétricos y paramétricos.	81
3.1.3.- Análisis armónico usando métodos híbridos.	83
3.2.- Métodos de procesamiento de señales según la naturaleza temporal de la señal.	85
3.2.1.- Métodos de análisis espectral para señales estacionarias.	87
3.2.2.- Métodos de análisis espectral para señales no estacionarias: no basados en modelos y métodos paramétricos para señales no estacionarias.	89
3.3.- Métodos de estimación de armónicos e interarmónicos según se procesen los datos por lotes-bloques o de forma recursiva-iterativa.	92
3.3.1.- Seguimiento de señales variables en el tiempo.	94
3.3.2.- Más apreciaciones sobre el rendimiento de los métodos estudiados.	95
3.4.- Comparativa entre las diferentes técnicas.	97
3.5.- Elección del método a usar en esta tesis.	100
4.- ARMÓNICOS e INTERARMÓNICOS PRODUCIDOS en el MOTOR de INDUCCIÓN y en su ACCIONAMIENTO.	103
4.1.- Armónicos e interarmónicos en motores de inducción.	104
4.1.1.- Introducción.	104
4.1.2.- Armónicos producidos en el motor de inducción.	105
4.1.3.- Descripción y clasificación de fallos en motores de inducción y de sus armónicos asociados.	106
4.1.3.1.- Fallos eléctricos.	107
4.1.3.2.- Fallos mecánicos.	109
4.1.4.- Detección de barras rotas con metodología MCSA.	113
4.1.4.1.- Armónicos originados por la rotura de barras con alimentación senoidal.	114
4.1.4.2.- Generalización de la expresión de los armónicos debidos a asimetrías en el rotor. Análisis de la corriente con alimentación desde variador de frecuencia.	115
4.1.4.3.- Otros armónicos relacionados con asimetrías en el rotor: armónicos de ranura.	118

4.2.- Armónicos e interarmónicos en convertidores de frecuencia.	120
4.2.1.- Introducción.	120
4.2.2.- Variadores de frecuencia.	121
4.2.2.1.- Tipos de variadores y aplicaciones relacionadas.	121
4.2.2.2.- Constitución y comportamiento armónico básico de un variador.	123
4.2.3.- Contenido armónico del voltaje en la salida.	126
4.2.3.1.- Funcionamiento de un inversor en fuente de tensión.	126
4.2.3.2.- Principales tipos de modulación y contenido armónico relacionado. ..	130
4.2.3.3.- Influencia del índice de modulación y de la frecuencia de salida en la amplitud de los armónicos e interarmónicos en la salida del variador.	138
4.2.3.4.- Modulación senoidal con muestreo regular.	143
4.2.3.5.- Sobremodulación y otras formas de incrementar la tensión de salida... ..	146
4.2.4.- Otras técnicas de modulación.	149
4.2.4.1.- Eliminación selectiva de armónicos (Optimal PWM).	149
4.2.4.2.- Técnicas basadas en la modulación vectorial espacial (SVM).	150
4.2.4.3.- Estrategias de modulación de inversores en lazo cerrado.	155
4.2.5.- Efectos del uso del convertidor en el diagnóstico de fallos en motores.	161
BLOQUE III.- RESULTADOS.	165
<hr/>	
5.- IMPLEMENTACIÓN de ALGORITMO de MEDIDA BASADO en NORMATIVA IEC y ADAPTADO a la MEDICIÓN de ARMÓNICOS en CONVERTIDORES.	167
<hr/>	
5.1.- Necesidad de desarrollar un sistema propio de medida.	167
5.2.- Descripción del sistema de medida.	168
5.2.1.- Principales características y mejoras respecto a medidores comerciales.	169
5.2.2.- Diagrama de bloques.	173
5.2.3.- Algoritmo de análisis basado en la normativa.	177
5.2.3.1.- Descripción general y diagramas de flujo.	177
5.2.3.2.- Sincronización de medidas con la ventana de adquisición.	188
5.2.3.3.- Verificación del método de sincronismo propuesto.	196
5.3.- Agrupaciones frecuenciales y principales parámetros obtenidos.	217
5.3.1- Consideraciones prácticas sobre los índices de distorsión armónica a utilizar en esta tesis.	217
5.3.2- Tasas de distorsión y agrupaciones armónicas individuales propuestas para las mediciones en los variadores ensayados.	220
5.4.- Agregaciones temporales de agrupaciones espectrales.	231
5.4.1.- Relación entre la fuga espectral y el tiempo necesario de agregación.	231
5.4.2.- Análisis comparativo de la influencia del tiempo de agregación sobre señales sintéticas propuestas en la normativa.	238
5.4.3. Efectos de la agregación temporal en las agrupaciones de líneas espectrales, cuando coexisten armónico e interarmónico dentro de la misma agrupación... ..	257
5.4.3.1.- Efectos con un solo tono de frecuencia variable.	257
5.4.3.2.- Efectos con un tono variable junto con un armónico fijo.	259
5.4.3.3.- Análisis del caso particular de medir el valor eficaz total.	266
5.4.3.4.- Otras consideraciones.	269
5.4.4. Ejemplos de la influencia del tiempo de agregación en medidas obtenidas en ensayos reales.	272

5.5.- Validación del algoritmo de medida.	281
5.5.1.- Simulación funcional y comparación con hoja de cálculo.	282
5.5.2.- Verificación mediante análisis de señales sintéticas y adaptando ejemplos de la normativa.	285
5.5.3.- Validación mediante comparación con medidas reales realizadas mediante analizador de redes comercial.	292
5.6.- Resumen del sistema de medida y de la metodología general desarrollada.	296
5.6.1.- Sistema de medida y análisis desarrollado.	297
5.6.2.- Resumen de la metodología general.	298
6.- CARACTERIZACIÓN de CONVERTIDORES por EMISIÓN de ARMÓNICOS.	301
6.1.- Descripción de los convertidores a caracterizar y sus cargas conectadas.	302
6.2.- Descripción del plan de ensayos realizado con los convertidores.	305
6.3.- Resultados obtenidos usando el algoritmo basado en normativa.	307
6.3.1.- Ensayos con alimentación de red.	311
6.3.2.- Ensayos con alimentación de variador de Allen-Bradley «PowerFlex40».	315
6.3.2.1.- Control escalar.	315
6.3.2.2.- Control vectorial.	322
6.3.2.3.- Influencia de la frecuencia de conmutación, de la carga y de la frecuencia fundamental en el variador de Allen Bradley.	326
6.3.2.4.- Comparativa entre las tasas de distorsión básicas obtenidas en los modos escalar y vectorial.	331
6.3.3.- Ensayos con alimentación de variador de Telemecanique «Altivar 66».	337
6.3.3.1.- Controles en modo par constante.	337
6.3.3.2.- Controles en modo par variable y bajo ruido.	345
6.3.4.- Evolución y relación entre los valores obtenidos en las distintas tasas de distorsión.	352
6.3.5.- Comparativa entre las tasas obtenidas para las distintas fuentes de alimentación.	366
6.3.6.- Diferencias entre los ensayos con motores sano y roto y su posible influencia en la detección de fallos en el motor.	377
6.3.6.1.- Diferencias entre las principales tasas de distorsión de cada motor. ...	378
6.3.6.2.- Diferencias entre cada motor usando otras tasas y agrupaciones.	386
6.3.6.3.- Diferencias entre cada motor usando otros parámetros.	394
6.4.- Resumen de resultados del capítulo.	400
BLOQUE IV.- CONCLUSIONES.	409
7.- CONCLUSIONES y FUTURAS LÍNEAS de ACTUACIÓN.	411
7.1.- Aportaciones.	411
7.2.- Conclusiones.	421
7.3.- Artículos publicados.	422
7.4.- Futuras líneas de actuación.	423

ANEXOS	425
ANEXO I.- TASAS y PARÁMETROS OBTENIDOS a PARTIR de los ENSAYOS.	427
ANEXO I.1 – Tasas y parámetros de intensidad obtenidos a partir de los ensayos.	429
ANEXO I.2 – Tasas y parámetros de tensión obtenidos a partir de los ensayos.	445
ANEXO II.- PARÁMETROS DIFERENCIA entre MOTORES.	461
ANEXO II.1 – Parámetros diferencia de intensidad.	463
ANEXO II.2 – Parámetros diferencia de tensión.	471
ANEXO III.- ACCIONAMIENTO del MOTOR mediante VARIADORES de frecuencia:	
Control ESCALAR y VECTORIAL.	479
ANEXO III.1 – Control de velocidad por regulación de la tensión y frecuencia de línea. Control escalar V/Hz del motor de inducción.	479
ANEXO III.2 – Control vectorial de motores asíncronos.	484
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.	491

ÍNDICE de FIGURAS.

2.1	Anchura del lóbulo principal y atenuación de los lóbulos laterales de la respuesta en frecuencia de una ventana genérica.	31
2.2	Atenuación y pendiente de decrecimiento de los lóbulos laterales de las ventanas rectangular y de Hann.	32
2.3	Funciones ventana rectangular y de Hann en el dominio temporal y espectral.	33
2.4	Espectro de ventanas rectangular y Hann (-10, 10Hz) para $tw = 0,2$ s.	34
2.5	Clasificación de los algoritmos para el cálculo de la DTF y de la FFT.	35
2.6	Diagrama global del instrumento de medida del estándar IEC 61000-4-7.	39
2.7	Ilustración del grupo armónico de orden 9 y del grupo interarmónico de orden 11, para el caso de $f_1 = 50$ Hz.	42
2.8	Ilustración del subgrupo armónico de orden 9 y del subgrupo interarmónico centrado de orden 11, para el caso de $f_1=50$ Hz.	43
2.9	Ilustración de las bandas de frecuencias para las medidas en el rango desde el armónico de orden 40 hasta 9 kHz para las redes eléctricas de 50Hz.	46
2.10	Sincronización de intervalos de agregación para la clase-A.	49
2.11	Sincronización de los intervalos de agregación para la clase-S: parámetros para los que no se permiten separaciones.	50
2.12	Sincronización de los intervalos de agregación para la clase-S: parámetros para los que se permiten separaciones (armónicos, etc.).	50
2.13	Ejemplo de medición de parte alta del espectro de tensión de un inversor fotovoltaico, con cálculo analítico, y con bandas de 200 Hz, 600 Hz y 800 Hz.	59
3.1	Clasificación general de técnicas de estimación de armónicos e interarmónicos, según se basen o no en modelos paramétricos.	67
3.2	Representación de la transformada DWT usando análisis de bancos de filtros.	69
3.3	Representación de la estructura de la transformada Wavelet Packet.	70
3.4	Estructura típica de una red neuronal artificial ANN.	77
3.5	Estructura básica de un PLL (Phase Locked Loop).	78
3.6	Estructura EPLL medidora armónica e interarmónica.	79
3.7	Representación de la conexión entre los dominios en el tiempo y en la frecuencia para las distorsiones variables en el tiempo.	85
3.8	Perspectiva general de los diferentes métodos de análisis según la naturaleza temporal de la señal.	86
3.9	Clasificación general de técnicas de estimación de armónicos e interarmónicos, según se procesen los datos por lotes-bloques o de forma recursiva-iterativa.	93
4.1	Excentricidad estática y dinámica.	110
4.2	Espectro FFT de un motor de inducción simulado en condición sana, con una barra de rotor rota y con una falta de excentricidad mixta.	111
4.3	Geometría interna de un rodamiento.	113

4.4 Firmas o patrones por asimetrías del rotor en el espectro de corriente de un motor alimentado por inversor.	117
4.5 Incremento en el 2°, 4° y 6° armónicos debido a asimetrías en el rotor.	118
4.6 Configuración de potencia típica de un variador de velocidad.	120
4.7 Tipos de convertidores con control de frecuencia.	122
4.8 Esquema de un variador de frecuencia con filtro en fuente de tensión.	123
4.9 Inversor trifásico de dos niveles. Esquema de potencia con carga en estrella.	127
4.10 Formas de onda de tensión de un inversor en fuente de tensión trifásico con modulación PWM seno-triangular y muestreo natural, y con $m_f = 9$, $m_a = 0,9$	128
4.11 Formas de onda de corriente y tensión de fase PWM con carga serie R-L.	129
4.12 Formas de onda para VSI de 2 niveles, con $m_a = 0.8$, $m_f = 15$	130
4.13 Clasificación de las estrategias de modulación.	131
4.14 Técnicas de modulación PWM usando onda portadora triangular simétrica.	132
4.15 Tensión inyectada (V_o) y referencias de tensión de una fase para los diferentes esquemas de modulación continua y discontinua.	133
4.16 Ejemplo de espectro de tensión de línea de salida de inversor VSI de 2 niveles, con modulación PWM senoidal síncrona con $m_f = 15$, $m_a = 0,8$	136
4.17 Parte alta ampliada de espectro de intensidad de salida de inversor VSI de 2 niveles, con modulación vectorial SVM, $f_c = 1$ kHz, $m_a = 0,83$	136
4.18 Comparación entre espectros de frecuencia: con modulación continua o CPWM y discontinua o DPWM.	136
4.19 Comparación entre espectros, para modulación DPWM ₂ : con frecuencia portadora sincronizada y constante o no sincronizada.	137
4.20 Comparación entre espectros para modulación continua SVM: con frecuencia portadora constante, y con portadora pseudo-aleatoria.	138
4.21 Valores eficaces de corrientes de salida en inversor VSI modulado por CSV-PWM: medidas en la primera y segunda bandas laterales.	139
4.22 Distorsión <i>THD</i> y contenido armónico de las bandas laterales alrededor de los múltiplos de la portadora, para la tensión de línea normalizada de salida de inversor con modulación PWM senoidal natural.	140
4.23 Amplitud de componentes armónicos bajos de intensidad (en % del valor nominal), en función de frecuencias de salida.	141
4.24 Amplitud, normalizada con el fundamental, de armónicos e interarmónicos bajos de intensidad, en función de diferentes frecuencias de salida.	141
4.25 Interarmónicos de corriente de salida: amplitudes en % del fundamental y frecuencias de salida (ordenadas) frente a frecuencias interarmónicas (abscisas).	142
4.26 Posición de los flancos ascendentes y descendentes resultantes de las tres técnicas más comunes de muestreo.	144
4.27 Modulación sinusoidal de una onda portadora triangular usando muestreo regular simétrico y regular asimétrico.	144
4.28 Componentes armónicos para una tensión de fase monofásica, con PWM con muestreo: natural, regular simétrico y regular asimétrico.	145
4.29 Armónicos de salida en tensión fase-fase de inversor trifásico y PWM con muestreo regular asimétrico.	146

4.30	Sobremodulación: valor eficaz de la tensión de línea fundamental de salida frente al índice de modulación de amplitud, y ejemplo de sobremodulación de una portadora triangular por una moduladora sinusoidal.	147
4.31	Contenido armónico con modulación PWM senoidal e inyección de un tercer armónico en la onda moduladora.	148
4.32	PWM sinusoidal con inyección de señal de secuencia cero.	149
4.33	Representación espacio-vectorial.	152
4.34	Modulación vectorial SV-PWM: Tensiones, no simétricas y parte baja de espectro de tensión de línea con armónicos pares; tensiones simétricas y parte baja de espectro con eliminación de armónicos pares.	154
4.35	Formas de onda para PWM senoidal regular con y sin lazo <i>feedforward</i>	156
4.36	Formas de onda ideales para el control de corriente con histéresis en un inversor VSI trifásico.	157
4.37	Realimentación <i>feedback</i> basada en controladores lineales en un inversor VSI.	158
4.38	Realimentación <i>feedback</i> basada en transformación <i>dq0</i> en un VSI.	159
4.39	Clasificación de estrategias PWM para un inversor trifásico.	160
5.1	Diagrama de bloques del sistema de medida y análisis basado en la normativa.	173
5.2	Banco de pruebas completo, formado por el equipo a ser ensayado junto con el sistema de medida y análisis.	175
5.3	Detalle de conexión de sensores de efecto Hall de intensidad y tensión.	175
5.4	Diagrama de flujo principal del algoritmo de análisis basado en la normativa.	178
5.5	Flujo del método de segmentación de la señal analizada, durante el tiempo total de agregación T_w , en partes o ventanas t_w consecutivas y sincronizadas con F_n (mediante detección de cruces por cero).	179
5.6	Flujo del cálculo de agrupaciones frecuenciales hasta el armónico 40, sin agregar aún en el tiempo y para la ventana actual.	182
5.7	Flujo del cálculo de agrupaciones frecuenciales desde el armónico 40 hasta 20 kHz, en grupos de 200 Hz, sin agregar aún en el tiempo y para la ventana actual.	183
5.8	Cálculo de agrupaciones frecuenciales agregadas en tiempo, hasta armónico 40.	185
5.9	Diagrama de flujo del cómputo de grupos espectrales de 200 Hz, agregados en tiempo, desde el armónico 40 hasta 20 kHz.	186
5.10	Flujo del cálculo de todas las barras espectrales individuales y separadas D_f (5 Hz), agregadas en tiempo T_w , desde cero hasta 20 kHz.	187
5.11	Parte baja del espectro de intensidad de un variador de frecuencia excitando un motor de inducción sano: sincronizando las ventanas de adquisición con la señal de intensidad y con la señal de tensión.	193
5.12	Tensión de fase de referencia de sincronismo en un ensayo con variador, durante la primera ventana: antes del filtrado, y después de filtrar su fundamental, con el transitorio inicial y sin corregir el retardo de los sucesivos periodos.	194
5.13	Tensión de fase usada como referencia de sincronismo en un ensayo con variador, durante la segunda ventana: antes del filtrado, y después de filtrar su fundamental, sin el transitorio inicial y corregido o descontado el retardo periódico.	194
5.14	Respuesta en frecuencia del desfase de la salida respecto a la entrada del filtro usado para extraer la componente fundamental de la señal de referencia.	195

5.15	Tensión referencia de sincronismo en el ejemplo C4-1-Bis, al comienzo del tiempo de análisis: antes del filtrado, después de filtrar su fundamental con el transitorio inicial y sin corregir el retardo periódico, y ya descontado el retardo.	198
5.16	Simulación, para la tensión del ejemplo C4-1-Bis, de las frecuencias fundamentales detectadas tras cada ventana corta analizada y de sus errores relativos.	199
5.17	Simulación, para señales senoidales puras con las frecuencias indicadas en el eje horizontal, de las frecuencias fundamentales máxima y mínima. Caso con sólo errores por muestreo, $F_s=80\text{kHz}$ y $Df\approx 5\text{Hz}$	200
5.18	Simulación, para señales senoidales puras con las frecuencias indicadas en el eje horizontal, de las diferencias entre los errores porcentuales máx. y mín. de las frecuencias fundamentales máxima y mínima. Caso con sólo errores por muestreo, $F_s=80\text{kHz}$ y $Df\approx 2,5\text{Hz}$	201
5.19	Simulación, para señales senoidales puras con las frecuencias indicadas en el eje horizontal, de las frecuencias fundamentales máxima y mínima. Caso con sólo errores por muestreo, $F_s=4\text{kHz}$ y $Df\approx 5\text{Hz}$	202
5.20	Simulación, para la tensión del ejemplo C4-1-Bis en la que se varía sólo su fundamental con las frecuencias indicadas en el eje horizontal, de las frecuencias fundamentales máxima y mínima. Caso con errores tanto por muestreo como por armónico e interarmónico, y con $F_s=80\text{kHz}$ y $Df\approx 5\text{Hz}$	204
5.21	Simulación, para la tensión del ejemplo C4-3-Bis en la que se varía su fundamental con las frecuencias indicadas en el eje horizontal, de las frecuencias fundamentales máxima y mínima. Caso con errores tanto por muestreo como por armónicos con amplitud cambiante e interarmónico fijo, y con $F_s=80\text{kHz}$ y $Df\approx 5\text{Hz}$	205
5.22	Simulación para la tensión con los niveles máximos de armónicos indicados en la norma EN50160, a los que se añade un interarmónico en 178 Hz con un 3% de amplitud del fundamental, y barrido de éste entre los mismos márgenes y resto de condiciones de simulaciones anteriores. Otro caso con errores por muestreo y por armónico e interarmónico, con $F_s=80\text{kHz}$ y $Df\approx 5\text{Hz}$	206
5.23	Simulación de tensión de fase senoidal de 230 Vrms, con frecuencia variable entre los mismos márgenes y condiciones de simulaciones anteriores, a la que se añade ruido blanco con 40 dB de relación señal/ruido. Caso con errores por muestreo y por ruido gaussiano, con $F_s=80\text{kHz}$ y $Df\approx 5\text{Hz}$	207
5.24	Simulación de tensión de fase senoidal de 230 Vrms y 50 Hz, a la que se suma un interarmónico con un 1% de amplitud y de frecuencia variable entre 5 y 125 Hz. Caso con errores por muestreo e interarmónico, con $F_s=80\text{kHz}$ y $Df\approx 5\text{Hz}$	209
5.25	Simulación de tensión de fase senoidal de 230 Vrms cuya frecuencia varía linealmente entre 40 y 60 Hz a lo largo de un tiempo total de simulación de $T_w=60\text{ s}$. Caso con sólo errores por muestreo, con $F_s=80\text{kHz}$ y $Df\approx 5\text{Hz}$	210
5.26	Simulación de tensión de fase de 230 Vrms y frecuencia que varía entre 40 y 60 Hz a lo largo de $T_w=60\text{ s}$., a la que se añade ruido blanco con 15 dB de S/N.	211
5.27	Tensión de fase, usada como referencia de sincronismo, obtenida de ensayo real con variador de Allen-Bradley. Forma de onda antes de filtrarla, frecuencias fundamentales medidas tras cada ventana corta analizada y sus errores relativos para una resolución $Df\approx 5\text{Hz}$, y para una resolución $Df\approx 2,5\text{Hz}$	212
5.28	Tensión de fase a fase, usada como referencia de sincronismo, obtenida de ensayo real con variador Allen-Bradley. Forma de onda antes de filtrarla y tras el filtrado y corrección de retardos, frecuencias fundamentales medidas tras cada ventana analizada y sus errores relativos.	213

5.29	Intensidad de línea, usada como referencia de sincronismo, obtenida de ensayo real con variador Allen-Bradley. Señal antes de filtrar y errores relativos de frecuencias medidas tras cada ventana.	213
5.30	Sincronización con señales de ensayo real con variador Altivar, con control de par constante <i>PCN</i> excitando motor con barra rota M01 con alta carga.	214
5.31	Sincronización con señales de ensayo real con alimentación desde red eléctrica, excitando motor sano <i>M04</i>	216
5.32	Representación de las primeras barras espectrales, para el caso de $f_1=50\text{Hz}$	222
5.33	Ejemplo de medición de parte alta del espectro de la salida de un variador, mediante el sistema desarrollado en esta tesis basado en la normativa IEC, para una frecuencia de conmutación de 4 kHz y un fundamental de 60 Hz.	229
5.34	Ejemplo de medición, mediante el sistema desarrollado, de la parte alta del espectro de salida de un variador conectado a un motor de inducción con una barra rota, con $f_c = 3 \text{ kHz}$, fundamental de 60 Hz y control vectorial.	230
5.35	Evolución de los vectores de la fuga provocada por el interarmónico de 286,875 Hz y medida en las barras de 250 y 290 Hz, sobre ventanas sucesivas de 0,2 s.	238
5.36	Señal de comunicación de 178 Hz junto con los armónicos 3° y 5° en el dominio temporal y aplicando la DFT en una primera ventana de 0,2 s.	239
5.37	Transformadas DFT sobre ventanas sucesivas de 0,2 s. de una misma señal con mezcla de armónicos en 150 y 250 Hz e interarmónico en 178 Hz.	240
5.38	Evolución del vector de fuga y de su suma con un armónico en una misma barra espectral de 150 Hz, sobre ventanas sucesivas de 0,2 s., para la señal con mezcla de armónicos en 150 y 250 Hz e interarmónico en 178 Hz del ejemplo C4-1.	242
5.39	Relación entre las ventanas cortas de muestreo t_w de 0,2 s. y la ventana ideal T_w que evita las fugas espectrales y es diferente para cada mezcla de frecuencias.	244
5.40	Señal compuesta por armónicos 5°, 6° y un interarmónico de 287 Hz: en el dominio temporal y aplicando la DFT en una primera ventana de 0,2 s.	246
5.41	Señal compuesta por armónicos 5°, 6° y un interarmónico de 251,25 Hz: en el dominio temporal y aplicando la DFT en una sola ventana de $T_w = 0,8 \text{ s}$	248
5.42	Transformadas DFT sobre ventanas sucesivas de 0,2 s. de una misma señal formada por armónicos en 300 y 250 Hz con un interarmónico en 251,25 Hz.	249
5.43	Evolución del vector de fuga y de su suma con un armónico preexistente en una misma barra espectral de 250 Hz, sobre ventanas sucesivas de 0,2 s., para una señal con mezcla de armónicos en 250 y 300 Hz e interarmónico en 251,25 Hz.	250
5.44	Señal compuesta por 5° armónico modulado en amplitud e interarmónico de 287 Hz: en el tiempo y aplicando la DFT en una sola ventana de $T_w = 1,0 \text{ s}$	252
5.45	Transformadas DFT sobre ventanas sucesivas de 0,2 s. de una misma señal formada por armónico en 250 Hz modulado en amplitud e interarmónico en 287 Hz.	253
5.46	Evolución de los vectores de la fuga generada por interarmónico de 287 Hz y de su suma con las bandas laterales fijas en 245 y 255 Hz, provocadas por la modulación de amplitud de armónico en 250 Hz, sobre ventanas sucesivas de 0,2 s.	255
5.47	Medidas en una barra espectral armónica H , en un subgrupo armónico SgH y en un grupo armónico centrado gH en función de la posición de un tono variable de 1 V: valores teóricos sin fuga espectral y valores reales considerando la fuga.	258
5.48	Medidas en grupos gIH y subgrupos $SgIH$ interarmónicos en función de la posición de un tono variable de 1 V: valores teóricos sin fuga espectral y valores reales considerando la fuga producida usando ventana rectangular de 0,2 s.	258

5.49	Medidas en una barra espectral armónica H , en un subgrupo armónico SgH y en un grupo armónico centrado gH en función de un tono de frecuencia variable y con un armónico fijo en el centro del barrido de frecuencias: valores teóricos sin fuga espectral y valores eficaces considerando la fuga producida y con alto número de ventanas rectangulares de agregación temporal.	260
5.50	Medidas en barra espectral armónica H , en subgrupo armónico SgH y en grupo armónico centrado gH en función de la posición de tono de frecuencia variable de 1 V y con un armónico de igual amplitud, con una ventana de análisis.	261
5.51	Medidas en barra espectral armónica H , en subgrupo armónico SgH y en grupo armónico centrado gH en función de la posición de tono de frecuencia variable y con armónico centrado, en dos ventanas sucesivas, analizadas individualmente.	261
5.52	Medidas en subgrupo armónico SgH centrado y en sus subgrupos interarmónicos adyacentes $SgIH$ en función de la posición de tono de frecuencia variable y con un armónico centrado, en varias ventanas sucesivas, tratadas individualmente.	262
5.53	Medidas en subgrupo armónico SgH centrado en función de la posición de tono de frecuencia variable de 1 V y con un armónico centrado de igual amplitud, en varias ventanas sucesivas: tratadas individualmente y agregadas temporalmente.	263
5.54	Medidas en barra armónica H centrada en función de la posición de tono de frecuencia variable de 1 V y con un armónico centrado de igual amplitud, en varias ventanas sucesivas: tratadas individualmente y agregadas temporalmente.	264
5.55	Medidas en grupo armónico gH centrado en función de la posición de tono de frecuencia variable de 1 V y con un armónico centrado de igual amplitud, en varias ventanas sucesivas: tratadas individualmente y agregadas temporalmente.	264
5.56	Medidas de valores eficaces comunes definitivos en barra armónica H , en subgrupo armónico SgH y en grupo armónico centrado gH en función de la posición de tono de frecuencia variable y con armónico centrado, utilizando agregación temporal de veinte ventanas y con espaciado entre tonos de 0,25 Hz.	265
5.57	Medidas de valores eficaces comunes totales en todo el espectro, en función de la posición de tono de frecuencia variable y con un armónico fijo centrado, en varias ventanas sucesivas: tratadas individualmente y agregadas temporalmente.	266
5.58	Medidas de valores eficaces comunes totales en todo el espectro, en función de tono variable y con armónico fijo, en varias ventanas sucesivas tratadas individualmente y agregadas: zona de barrido alrededor del armónico fijo centrado.	267
5.59	Medidas de valores eficaces comunes totales en todo el espectro, en función de tono variable y con armónico fijo centrado, en varias ventanas sucesivas tratadas individualmente y agregadas: zona de barrido lejana al armónico.	269
5.60	Valores eficaces de grupo armónico en función de tono de barrido, con armónico fijo, usando agregación de ventanas: con ventanas de 0,2 s. sin solapar, con ventanas de 0,2 s. y solape al 50 %, y con ventanas de 0,4 s. y solape 50 %.....	271
5.61	Valores eficaces de todo el espectro y de distintas bandas de frecuencias, sin agregar y agregando temporalmente, para tensión de fase a la salida de variador de Allen Bradley, con control vectorial, $f_c = 4$ kHz, $f_l = 55$ Hz, y cargado con motor con barra rota y deslizamiento $s \approx 3,5\%$	274
5.62	Valores eficaces de todo el espectro, y de los primeros armónicos, de tensión de fase a la salida del mismo variador y ensayo que en la figura 5.61.	274
5.63	Valores eficaces de todo el espectro y de primeros grupos interarmónicos para señal de intensidad de salida de variador de Allen Bradley, con control escalar, $f_c = 4$ kHz, $f_l = 45$ Hz, y cargado con motor sano con deslizamiento $s \approx 3,3\%$	275

5.64	Valores eficaces de todo el espectro y de primeros grupos interarmónicos para señal de intensidad de salida del variador de Allen Bradley, con control escalar, $f_c = 4$ kHz, $f_l = 45$ Hz, y cargado con motor roto con deslizamiento $s \approx 3,4\%$	276
5.65	Espectrograma, para todo el rango de frecuencias, de la señal de intensidad del mismo ensayo con variador Allen Bradley y motor sano que en la figura 5.63.	277
5.66	Espectrograma, de la zona de bajas frecuencias, de la señal de intensidad del mismo ensayo con variador Allen Bradley y motor sano que en la figura 5.63.	277
5.67	Tasas de distorsión armónica <i>THD</i> , <i>THDS</i> y <i>THDG</i> para señal de intensidad a la salida de variador de Allen Bradley, con control escalar, $f_c = 4$ kHz, $f_l = 45$ Hz, y cargado con motor sano con deslizamiento $s \approx 3,3\%$	278
5.68	Tasas de distorsión armónica <i>THD</i> , <i>THDS</i> y <i>THDG</i> para señal de intensidad a la salida de variador de Allen Bradley, con control escalar, $f_c = 4$ kHz, $f_l = 45$ Hz, y cargado con motor con barra rota con deslizamiento $s \approx 3,4\%$	279
5.69	Comparación de resultados entre 10 ensayos repetidos, midiendo la tasa <i>THDG</i> para señal de intensidad a la salida de variador de Allen Bradley, control escalar, $f_c = 4$ kHz, $f_l = 50$ Hz, y cargado con motor roto con deslizamiento $s \approx 3,2\%$	280
5.70	Análisis, mediante el algoritmo desarrollado en esta tesis, de una señal formada por componentes ubicadas en todas las barras espectrales separadas 5 Hz.	282
5.71	Señal de red (50 Hz) a la que se suma la señal de comunicación de 178 Hz con el 3° y 5° armónicos del Ejemplo C4-1: en el dominio temporal y aplicando la DFT en una primera ventana de 0,2 s.	285
5.72	Resultados, usando el algoritmo desarrollado en esta tesis, de algunas agrupaciones frecuenciales y con agregación temporal, para la señal del ejemplo C4-1-Bis.	288
5.73	Señal de red (50 Hz) con Ejemplo C4-2 (5° y 6° armónicos e interarmónico de 287 Hz): en el tiempo y tras aplicar DFT en una primera ventana de 0,2 s.	288
5.74	Resultados, usando el algoritmo desarrollado, de algunas agrupaciones frecuenciales y con agregación temporal, para la señal del ejemplo C4-2-Bis.	290
5.75	Señal de red (50 Hz) con Ejemplo C4-3 (armónico 5° modulado e interarmónico de 287 Hz): en tiempo y al aplicar DFT en una 1ª ventana de 0,2 s.	291
5.76	Resultados, usando el algoritmo desarrollado, de algunas agrupaciones frecuenciales y con agregación temporal, para la señal del ejemplo C4-3-Bis.	292
5.77	Esquema de la metodología general empleada.	300
6.1	Aspecto externo de los convertidores utilizados y de sus paneles de programación: PowerFlex 40 de Allen Bradley y Altivar 66 de Telemecanique.	304
6.2	Aspecto de uno de los motores utilizados y de su placa de características.	305
6.3	Resultados espectrales de 6 ensayos distintos realizados con los mismos parámetros analizados con resolución de 5 Hz y agregación de 9,2s.	309
6.4	Respuesta en frecuencia de intensidad, con red eléctrica alimentando motor sano <i>M04</i> cargado con intensidad nominal (deslizamiento $s \approx 4,33\%$).	313
6.5	Respuesta en frecuencia de tensión de fase con red eléctrica alimentando motor sano <i>M04</i> cargado con intensidad nominal (deslizamiento $s \approx 4,33\%$).	314
6.6	Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Allen Bradley, con control escalar, $f_l = 50$ Hz y $f_c = 4$ kHz, alimentando motor sano <i>M04</i> cargado con intensidad cerca de la nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).	316

6.7	Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Allen Bradley, con control escalar, $f_l = 50$ Hz y $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano <i>M04</i> cargado con intensidad cercana a la nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).	318
6.8	Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Allen Bradley, con control escalar, $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano <i>M04</i> cargado con intensidad cercana a la nominal ($s \approx 3,7\%$), para varias frecuencias de salida.	319
6.9	Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Allen Bradley, con control escalar, $f_c = 4$ kHz, alimentando motor sano <i>M04</i> cargado con intensidad cercana a la nominal ($s \approx 3,7\%$), para varias frecuencias de salida.	321
6.10	Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Allen Bradley, con control vectorial, $f_l = 50$ Hz y $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano <i>M04</i> cargado con intensidad cercana a la nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).	323
6.11	Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Allen Bradley, con control vectorial, $f_l = 50$ Hz y $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano <i>M04</i> cargado con intensidad nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).	324
6.12	Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Allen Bradley, con control vectorial, $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano <i>M04</i> cargado con intensidad nominal ($s \approx 3,7\%$), para varias frecuencias de salida.	325
6.13	Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Allen Bradley, con control vectorial, $f_c = 4$ kHz, alimentando motor sano <i>M04</i> cargado con intensidad nominal ($s \approx 3,7\%$), para varias frecuencias de salida.	325
6.14	Influencia de la frecuencia de conmutación f_c en la parte alta de la respuesta en frecuencia del variador Allen Bradley, con control vectorial, $f_l = 40$ Hz, motor con barra rota y con intensidad nominal.	326
6.15	Tasa de distorsión $THD_{I_{LF}}$, en variador de Allen-Bradley, en función de las frecuencias fundamental de salida y de conmutación.	331
6.16	Tasa de distorsión $THD_{V_{LF}}$, en variador de Allen-Bradley, en función de las frecuencias fundamental de salida y de conmutación.	332
6.17	Tasa de distorsión $TIHDg_{I_{LF}}$, en variador de Allen-Bradley, en función de las frecuencias fundamental de salida y de conmutación.	333
6.18	Tasa de distorsión $TIHDg_{V_{LF}}$, en variador de Allen-Bradley, en función de las frecuencias fundamental de salida y de conmutación.	334
6.19	Tasa de distorsión $TH_{IHDg_{I_{HF}}}$, en variador de Allen-Bradley, en función de las frecuencias fundamental de salida y de conmutación.	335
6.20	Tasa de distorsión $TH_{IHDg_{V_{HF}}}$, en variador de Allen-Bradley, en función de las frecuencias fundamental de salida y de conmutación.	336
6.21	Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Altivar 66, con control <i>PCN</i> , $f_l = 50$ Hz, alimentando el motor sano con intensidad cercana a la nominal.	338
6.22	Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Altivar 66, con control <i>PCN</i> , $f_l = 50$ Hz, alimentando el motor sano con intensidad cercana a la nominal.	339
6.23	Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Altivar 66, con control <i>PCE</i> , $f_l = 50$ Hz, alimentando el motor sano con intensidad cercana a la nominal.	340
6.24	Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Altivar 66, con control <i>PCE</i> , $f_l = 50$ Hz, alimentando el motor sano con intensidad cercana a la nominal.	341

6.25	Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Altivar 66, con control <i>PCN</i> , alimentando el motor sano cargado con intensidad cercana a la nominal, para varias frecuencias de salida.	342
6.26	Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Altivar 66, con control <i>PCN</i> , alimentando el motor sano cargado con intensidad cercana a la nominal, para varias frecuencias de salida.	343
6.27	Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Altivar 66, con control <i>PCE</i> , alimentando el motor sano cargado con intensidad cercana a la nominal, para algunas frecuencias de salida.	344
6.28	Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Altivar 66, con control <i>PCE</i> , alimentando el motor sano cargado con intensidad cercana a la nominal, para algunas frecuencias de salida.	344
6.29	Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Altivar 66, con control <i>VBN</i> , $f_l = 50$ Hz, excitando el motor sano con intensidad cercana a la nominal.	346
6.30	Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Altivar 66, con control <i>VBN</i> , $f_l = 50$ Hz, excitando el motor sano con intensidad cercana a la nominal.	347
6.31	Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Altivar 66, con control <i>VBD</i> , $f_l = 50$ Hz, excitando el motor sano con intensidad cercana a la nominal.	348
6.32	Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Altivar 66, con control <i>VBD</i> , $f_l = 50$ Hz, excitando el motor sano con intensidad cercana a la nominal.	349
6.33	Respuesta en frecuencia de salida de intensidad del variador Altivar 66, con control <i>VBN</i> , alimentando el motor sano con $s \approx 3,7\%$, para varias frecuencias de salida.	351
6.34	Respuesta en frecuencia de la salida de tensión de variador Altivar 66, con control <i>VBN</i> , alimentando el motor sano con $s \approx 3,7\%$, para varias frecuencias de salida.	351
6.35	Relaciones entre las tasas de intensidad <i>TH&IHDg_I_LF</i> , <i>THD_I_LF</i> y <i>TIHDg_I_LF</i> , en el variador de Allen-Bradley, al cambiar f_l , la carga y el control.	353
6.36	Relaciones entre las tasas de intensidad <i>TH&IHDg_I_LF</i> , <i>THD_I_LF</i> y <i>TIHDg_I_LF</i> , en el variador Altivar, al variar f_l , la carga y el control en par constante.	353
6.37	Relaciones entre las tasas de intensidad <i>TH&IHDg_I_LF</i> , <i>THD_I_LF</i> y <i>TIHDg_I_LF</i> , en el variador Altivar, al cambiar f_l , la carga y el control en par variable.	354
6.38	Relaciones entre las tasas de tensión <i>TH&IHDg_V_LF</i> , <i>THD_V_LF</i> y <i>TIHDg_V_LF</i> , en el variador de Allen-Bradley, al cambiar f_l , la carga y el modo de control.	354
6.39	Relaciones entre las tasas de tensión <i>TH&IHDg_V_LF</i> , <i>THD_V_LF</i> y <i>TIHDg_V_LF</i> , en el variador Altivar, al variar f_l , la carga y el control en par constante.	355
6.40	Relaciones entre las tasas de tensión <i>TH&IHDg_V_LF</i> , <i>THD_V_LF</i> y <i>TIHDg_V_LF</i> , en el variador Altivar, al cambiar f_l , la carga y el control en par variable.	355
6.41	Relaciones entre las tasas <i>TIHDg_I_LF&HF</i> , <i>TIHDg_I_LF</i> y <i>TH&IHDg_I_HF</i> , en el variador Allen-Bradley, al cambiar f_l , la carga y el modo de control.	358
6.42	Relaciones entre las tasas <i>TIHDg_I_LF&HF</i> , <i>TIHDg_I_LF</i> y <i>TH&IHDg_I_HF</i> , en el variador Altivar, al variar f_l , la carga y el control en par constante.	358
6.43	Relaciones entre las tasas <i>TIHDg_I_LF&HF</i> , <i>TIHDg_I_LF</i> y <i>TH&IHDg_I_HF</i> , en el variador Altivar, al cambiar f_l , la carga y el control en par variable.	359

6.44 Relaciones entre las tasas $TIHDg_V_LF\&HF$, $TIHDg_V_LF$ y $TH\&IHDg_V_HF$, en el variador Allen-Bradley, al cambiar f_l , la carga y el modo de control.	359
6.45 Relaciones entre las tasas $TIHDg_V_LF\&HF$, $TIHDg_V_LF$ y $TH\&IHDg_V_HF$, en el variador Altivar, al variar f_l , la carga y el control en par constante.	360
6.46 Relaciones entre las tasas $TIHDg_V_LF\&HF$, $TIHDg_V_LF$ y $TH\&IHDg_V_HF$, en el variador Altivar, al cambiar f_l , la carga y el control en par variable.	360
6.47 Relaciones entre las tasas $TH\&IHDg_I_LF\&HF$, $TH\&IHDg_I_LF$ y $TH\&IHDg_I_HF$, en el variador Allen-Bradley, al cambiar f_l , la carga y control.	363
6.48 Relaciones entre las tasas $TH\&IHDg_I_LF\&HF$, $TH\&IHDg_I_LF$ y $TH\&IHDg_I_HF$, en el variador Altivar, al variar f_l , la carga y el control en par constante.	363
6.49 Relaciones entre las tasas $TH\&IHDg_I_LF\&HF$, $TH\&IHDg_I_LF$ y $TH\&IHDg_I_HF$, en el variador Altivar, al cambiar f_l , la carga y el control en par variable.	364
6.50 Relaciones entre las tasas $TH\&IHDg_V_LF\&HF$, $TH\&IHDg_V_LF$ y $TH\&IHDg_V_HF$, en el variador Allen-Bradley, al cambiar f_l , la carga y control.	364
6.51 Relaciones entre las tasas $TH\&IHDg_V_LF\&HF$, $TH\&IHDg_V_LF$ y $TH\&IHDg_V_HF$, en el variador Altivar, al variar f_l , la carga y el control en par constante.	365
6.52 Relaciones entre las tasas $TH\&IHDg_V_LF\&HF$, $TH\&IHDg_V_LF$ y $TH\&IHDg_V_HF$, en el variador Altivar, al cambiar f_l , la carga y el control en par variable.	365
6.53 Tasa de distorsión THD_I_LF , al variar f_l y la carga para toda alimentación.	368
6.54 Tasa de distorsión THD_V_LF , al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones. ..	368
6.55 Tasa de distorsión $TIHDg_I_LF$, al variar f_l y la carga para toda alimentación.	369
6.56 Tasa de distorsión $TIHDg_V_LF$, al variar f_l y la carga para toda alimentación.	369
6.57 Tasa de distorsión $TH\&IHDg_I_LF$, al variar f_l y la carga para toda alimentación.	370
6.58 Tasa de distorsión $TH\&IHDg_V_LF$, al variar f_l y la carga para toda alimentación. ...	370
6.59 Tasa de distorsión $TH\&IHDg_I_HF$, al variar f_l y la carga para toda alimentación.	373
6.60 Tasa de distorsión $TH\&IHDg_V_HF$, al variar f_l y la carga para toda alimentación. ...	373
6.61 Tasa total de distorsión $TH\&IHDg_I_LF\&HF$, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones utilizadas.	374
6.62 Tasa total de distorsión $TH\&IHDg_V_LF\&HF$, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones utilizadas.	374
6.63 Tasa de distorsión armónica ponderada para baja frecuencia de tensión $WTHD_V_LF$, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones utilizadas.	375
6.64 Índice de distorsión de forma de onda Fundamental Factor ($F.F.$) de la intensidad, en el motor sano, al variar f_l y la carga.	376
6.65 Índice de distorsión de forma de onda Fundamental Factor ($F.F.$) de la tensión, en el motor sano, al variar f_l y la carga.	376
6.66 Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión THD_I_LF de los dos motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones utilizadas.	381

6.67	Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión $THD_{V_{LF}}$ de los dos motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones usadas.	381
6.68	Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión $TIHDg_{I_{LF}}$ de los dos motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones usadas.	382
6.69	Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión $TIHDg_{V_{LF}}$ de los dos motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	382
6.70	Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión $TH\&IHDg_{I_{LF}}$ de los dos motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	383
6.71	Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión $TH\&IHDg_{V_{LF}}$ de los dos motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	383
6.72	Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión $TH\&IHDg_{I_{HF}}$ de los dos motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	384
6.73	Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión $TH\&IHDg_{V_{HF}}$ de los dos motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	384
6.74	Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión $TH\&IHDg_{I_{LF}\&HF}$ de los dos motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	385
6.75	Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión $TH\&IHDg_{V_{LF}\&HF}$ de los dos motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	385
6.76	Diferencias porcentuales entre las tasas parciales de distorsión $PHBBDs_{5_7_11_I}$ de los motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	388
6.77	Diferencias porcentuales entre las tasas parciales de distorsión $PHBBDs_{5_7_11_V}$ de los motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	389
6.78	Diferencias porcentuales entre las tasas parciales de distorsión $PHBBDs_{2_4_6_I}$ de los motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	389
6.79	Diferencias porcentuales entre las tasas parciales de distorsión $PHBBDs_{2_4_6_V}$ de los motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	390
6.80	Diferencias porcentuales entre el subgrupo armónico tercero normalizado de intensidad de los motores, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	390
6.81	Diferencias porcentuales entre el subgrupo armónico tercero normalizado de tensión de los motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	391
6.82	Diferencias porcentuales entre el grupo armónico quinto normalizado de intensidad de los motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	391
6.83	Diferencias porcentuales entre el grupo armónico quinto normalizado de tensión de los motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	392
6.84	Diferencias porcentuales entre las tasas parciales $PIHBBD_{1_5_7_11_I}$ de los dos motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	392
6.85	Diferencias porcentuales entre las tasas parciales $PIHBBD_{x2fc_{1_5_7_11_I}}$ de los dos motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	393
6.86	Diferencias porcentuales entre las tasas parciales de distorsión $PHFD_{I_{fc,1}}$ de los motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	393
6.87	Diferencias porcentuales entre las tasas parciales de distorsión $PHFD_{V_{fc,2}}$ de los motores ensayados, al variar f_l y la carga para todas las alimentaciones.	394
6.88	Variaciones en el espectro de tensión entre motor roto y sano alrededor del 2° múltiplo de la portadora, para varias frecuencias de conmutación.	395

6.89 Variaciones en el espectro de intensidad entre motor roto y sano alrededor del 2° múltiplo de la portadora, para varias frecuencias de conmutación.	395
6.90 Zonas alrededor de los armónicos de tensión 3° y 9°, para ensayo con motor con barra rota con alta carga y alimentado desde red.	396
6.91 Zona alrededor del fundamental de intensidad, para ensayo con motor con barra rota con alta carga y alimentado desde red.	397
6.92 Zona alrededor del fundamental y del armónico 3 de intensidad, para ensayo con motor con barra rota con alta carga y alimentado desde red.	397
6.93 Zona alrededor del armónico 3 de tensión, para ensayo con motor con barra rota con alta carga y alimentado desde variador Allen Bradley en modo escalar.	398
6.94 Zona alrededor del fundamental de intensidad, para ensayo con motor con barra rota con alta carga y excitado desde variador Allen Bradley en modo escalar.	398
6.95 Zona alrededor del armónico 3 de intensidad, para ensayo con motor con barra rota con alta carga y excitado desde variador Allen Bradley en modo escalar.	398
6.96 Zonas alrededor del 1er. múltiplo de la frecuencia f_c , de intensidad, para ensayo con motor con barra rota con alta carga y excitado con variador Allen Bradley.	399
6.97 Zonas alrededor de los armónicos de intensidad 5° y 7°, para ensayo con motor con barra rota con alta carga y alimentado desde variador Allen Bradley.	399
III.1 Análisis de zonas de trabajo por debajo y por encima de valores nominales.	481
III.2 Esquema de control de velocidad escalar V/f en lazo cerrado.	482
III.3 Control de velocidad sin lazo cerrado de velocidad.	483
III.4 Valores instantáneos de las dos componentes de la corriente del estator en las referencias del estator (ejes a y b) y del flujo del rotor (ejes d y q).	487
III.5 Parte del control vectorial de un motor de inducción en fuente de tensión.	489

ÍNDICE de TABLAS.

2.1	Principales estándares del IEC relacionados con los armónicos.	16
2.2	Algunas tasas de distorsión definidas en la normativa y en la literatura.	57
3.1	Comparativa entre distintas técnicas de estimación armónica.	99
4.1	Principales fallos en máquinas eléctricas.	107
4.2	Valores de parámetros p y q para diferentes elecciones del índice m_f	125
4.3	Estados de conmutación válidos para un inversor VSI trifásico.	151
5.1	Medidas realizadas para comprobar ancho de banda de sondas Hall de tensión.	176
5.2	Tasas de distorsión propuestas en esta tesis: definidas y propias.	221
5.3	Resultados de aplicar la DFT en ventanas consecutivas de adquisición, con sólo un interarmónico de 286,875Hz y 9,8 V, midiendo los ángulos de giro de la fuga.	238
5.4	Resultados de aplicar la DFT en sucesivas ventanas consecutivas de adquisición con diferentes componentes frecuenciales. Medidas vectoriales sobre las dos barras espectrales correspondientes a 150 y a 250 Hz.	241
5.5	Módulos obtenidos tras cada ventana de adquisición con la señal total (150, 178 y 250 Hz), para diferentes agrupaciones frecuenciales.	243
5.6	Módulos obtenidos tras cada ventana de adquisición con la señal total (250, 287 y 300 Hz), para diferentes agrupaciones frecuenciales.	247
5.7	Resultados de aplicar la DFT en ventanas consecutivas de adquisición con diferentes componentes frecuenciales. Medidas vectoriales sobre las dos barras espectrales correspondientes a 250 y a 300 Hz.	250
5.8	Resultados de aplicar la DFT en ventanas consecutivas de adquisición, con sólo un interarmónico de 251,25 Hz, midiendo los ángulos de giro de la fuga.	250
5.9	Módulos hallados tras cada ventana de adquisición con la señal total (250, 251,25 y 300 Hz), para diferentes agrupaciones frecuenciales, mostrando los resultados de cada ventana individual y de las agregaciones temporales acumuladas.	251
5.10	Resultados de aplicar la DFT en sucesivas ventanas consecutivas de adquisición con diferentes componentes frecuenciales. Medidas vectoriales sobre las dos barras espectrales correspondientes a 245 y a 255 Hz.	254
5.11	Resultados de aplicar la DFT en ventanas consecutivas de adquisición, con sólo un interarmónico de 287 Hz, midiendo los ángulos de giro de la fuga proyectada sobre las barras espectrales correspondientes a 245 y a 255 Hz.	254
5.12	Módulos hallados tras cada ventana con la señal total (250 Hz modulada y 287 Hz) para diferentes agrupaciones frecuenciales, mostrando los resultados de cada ventana individual y de las agregaciones temporales acumuladas.	256
5.13	Resultados de las agrupaciones frecuenciales realizadas usando una hoja de cálculo, a partir de la misma señal sintética analizada mediante <i>Matlab</i>	283
5.14	Resultados de grupos de 200 Hz de la parte alta del espectro usando la misma señal simulada anteriormente y el software <i>MS Excel</i>	284

5.15	Módulos obtenidos tras agregar temporalmente con la señal total (150, 178, 250 y 50 Hz), para diferentes agrupaciones frecuenciales, hallados tanto con la señal teórica, como usando el algoritmo desarrollado a verificar.	286
5.16	Valor eficaz total de la señal usada para verificar el algoritmo propuesto (con 150, 178, 250 y 50 Hz) mostrando los resultados de cada ventana individual, en ambos dominios temporal y frecuencial, y de las agregaciones temporales acumuladas.	287
5.17	Módulos obtenidos tras agregar temporalmente la señal total (250, 287, 300 y 50 Hz), para diferentes agrupaciones frecuenciales, hallados tanto con la señal teórica, como usando el algoritmo a verificar.	289
5.18	Módulos obtenidos tras agregar temporalmente la señal total (245, 250, 255, 287 y 50 Hz), para diferentes agrupaciones frecuenciales, hallados tanto con la señal teórica, como usando el algoritmo a verificar.	291
5.19	Comparación de resultados entre medidor <i>Fluke 434</i> y el sistema de medida y análisis desarrollado, para ensayo con variador ABB-ACS355.	294
5.20	Comparación de resultados entre medidor <i>Fluke 434</i> y el sistema de medida y análisis desarrollado, para un ensayo alimentando directamente desde red.	296
6.1	Principales características del convertidor PowerFlex 40.	302
6.2	Principales características del convertidor Altivar 66.	303
6.3	Tabla simplificada que resume el plan de ensayos desarrollado en esta tesis.	307
6.4	Índices de modulación m_f de los ensayos realizados con portadora fija.	310
6.5	Tasas de distorsión de intensidad al variar f_c de conmutación, con $f_l = 40$ Hz, para variador Allen-Bradley con control vectorial, conectado a motor con barra rota.	327
6.6	Tasas de distorsión de intensidad al variar f_c de conmutación, con $f_l = 50$ Hz, para variador Allen-Bradley con control vectorial, conectado a motor con barra rota.	327
6.7	Tasas de distorsión de intensidad al variar f_c de conmutación, con $f_l = 60$ Hz, para variador Allen-Bradley con control vectorial, conectado a motor con barra rota.	327
6.8	Tasas de distorsión de tensión al variar f_c de conmutación, con $f_l = 40$ Hz, para variador Allen-Bradley con control vectorial, conectado a motor con barra rota.	329
6.9	Tasas de distorsión de tensión al variar f_c de conmutación, con $f_l = 50$ Hz, para variador Allen-Bradley con control vectorial, conectado a motor con barra rota.	329
6.10	Tasas de distorsión de tensión al variar f_c de conmutación, con $f_l = 60$ Hz, para variador Allen-Bradley con control vectorial, conectado a motor con barra rota.	329
6.11	Diferencias porcentuales entre armónicos fundamentales y valores eficaces totales, de intensidad y de tensión, del motor roto y del motor sano, para alta carga.	377
6.12	Diferencias porcentuales entre armónicos fundamentales y valores eficaces totales, de intensidad y de tensión, del motor roto y del motor sano, para baja carga.	378
6.13	Resumen de diferencias porcentuales y sus signos entre los dos motores ensayados <i>M01 – M04</i> , desde el punto de vista de sus principales tasas de distorsión.	380
6.14	Diferencias entre algunas tasas de intensidad y de tensión al variar la frecuencia de conmutación, para control escalar, $f_l = 40$ Hz y 100% carga.	395
6.15	Diferencias entre algunas tasas de intensidad y de tensión al variar la frecuencia de conmutación, para control vectorial, $f_l = 55$ Hz y 100% carga.	396
6.16	Resumen estimativo global de valores de armónicos e interarmónicos.	404
6.17	Evolución general de las tasas básicas de distorsión al variar f_c , f_l y la carga.	406

GLOSARIO.

Φ_{ag}	<i>Valor de pico del flujo del entrehierro del motor de inducción</i>
ADALINE	<i>Método del Elemento Lineal Adaptativo (ADaptive LINear Element)</i>
ADC	<i>Convertidor Analógico-Digital (Analog-Digital Converter)</i>
ANN	<i>Redes Neuronales Artificiales (Artificial Neural Networks)</i>
ANSI	<i>Estándar Nacional Americano (American National Standard)</i>
AR	<i>Método Autorregresivo (AutoRegressive)</i>
ARMA	<i>Método Autorregresivo de Media Móvil (AutoRegressive Moving Average)</i>
ASD	<i>Variador de velocidad (Adjustable Speed Drive)</i>
BPN	<i>Red Neuronal de tipo Propagación hacia Atrás (Back Propagation Network)</i>
CENELEC	<i>Comité Europeo de Normalización Electrotécnica</i>
CPWM	<i>Modulación PWM Continua (Continuous Pulse Width Modulation)</i>
CSI	<i>Inversor en fuente de corriente (Current Source Inverter)</i>
CSVPWM	<i>Modulación Vectorial por Ancho de Pulso Convencional (Conventional Space Vector Pulse Width Modulation)</i>
CZT	<i>Transformada Chirp-Z (Chirp-Z Transform)</i>
D_f	<i>Frecuencia fundamental de Fourier o resolución espectral, igual a $1/tw$</i>
DFT	<i>Transformada Discreta de Fourier (Discrete Fourier Transform)</i>
DPWM	<i>Modulación PWM Discontinua (Discontinuous Pulse Width Modulation)</i>
DWT	<i>Transformada Discreta Wavelet (Discrete Wavelet Transform)</i>
EMD	<i>Método de Descomposición en Modo Empírico (Empirical Mode Decomposition)</i>
EPLL	<i>Método de Bucle de Enganche de Fase Extendida (Extended Phase Locked Loop)</i>
ESC	<i>Control Escalar del variador utilizado PowerFlex-40</i>
ESPRIT	<i>Estimación de Parámetros de Señales a través de Técnicas de Invariancia Rotacional (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique)</i>
FACTS	<i>Sistema de Transmisión de Corriente Alterna Flexible (Flexible AC Transmission System)</i>
f_{balls}	<i>Frecuencia característica de fallo en bolas del rodamiento en un motor</i>
f_{bng}	<i>Frecuencia característica de fallo en canal de rodadura de rodamiento en motor</i>
f_{brb}	<i>Frecuencia característica de fallo por barras de rotor rotas de un motor</i>
f_c	<i>Frecuencia de Conmutación o portadora</i>
$f_{c,k}$	<i>Frecuencia de la componente espectral de orden k</i>
f_{carga}	<i>Frecuencia característica de fallo por desalineamiento de un motor</i>
FDI	<i>Método de Interpolación en el Dominio de la Frecuencia (Frequency Domain Interpolation Method)</i>
$f_{ecc-mix}$	<i>Frecuencia característica de fallo por excentricidad mixta en un motor</i>
$f_{ecc-slot}$	<i>Frecuencia característica de fallo por excentricidad estática y dinámica</i>
FF	<i>Factor Fundamental (Fundamental Factor)</i>
FFT	<i>Transformada Rápida de Fourier (Fast Fourier Transform)</i>
$f_{H,h}$	<i>Frecuencia de la componente armónica de orden h</i>

<i>fm</i>	<i>Frecuencia de la señal moduladora</i>
<i>F_n, f_{H,1} f₁</i>	<i>Frecuencia Fundamental</i>
<i>f_{Nyquist}</i>	<i>Frecuencia de Nyquist igual a la mitad de la de muestreo F_s</i>
<i>fran</i>	<i>Frecuencia característica por armónicos de ranura en un motor</i>
<i>F_s</i>	<i>Frecuencia de muestreo</i>
<i>fsc</i>	<i>Frecuencia característica de fallo por cortocircuito entre espiras de un motor</i>
<i>fsl</i>	<i>Frecuencia de deslizamiento del motor</i>
<i>FT</i>	<i>Transformada de Fourier (Fourier Transform)</i>
<i>HF</i>	<i>Altas Frecuencias (High frequency)</i>
<i>HF</i>	<i>Factor Armónico (Harmonic Factor)</i>
<i>HHT</i>	<i>Transformada de Hilbert-Huang (Hilbert-Huang Transform)</i>
<i>HPF</i>	<i>Filtros Paso Alto de la transformada WPT (High Pass Filter)</i>
<i>HSF</i>	<i>Factor de propagación de armónicos (Harmonic Spread Factor)</i>
<i>HT</i>	<i>Transformada de Hilbert (Hilbert Transform)</i>
<i>HVDC</i>	<i>Transmisión en Alto Voltaje de Continua (High Voltage DC Transmission)</i>
<i>HW</i>	<i>Ventana de Hann (Hann Window)</i>
<i>IEC</i>	<i>Comisión Electrotécnica Internacional (International Electrotechnical Commission)</i>
<i>IEEE</i>	<i>Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (Institute of Electrical and Electronics Engineers)</i>
<i>IGBT</i>	<i>Transistor bipolar de puerta aislada (Isolated Gate Bipolar Transistor)</i>
<i>IIR</i>	<i>Tipo de filtro de respuesta infinita al impulso (Infinite Impulse Response)</i>
<i>IL</i>	<i>Intensidad de Línea</i>
<i>I_m</i>	<i>Corriente magnetizante, que genera el flujo del entrehierro del motor</i>
<i>I_r</i>	<i>Intensidad por el rotor del motor</i>
<i>I_s</i>	<i>Intensidad por el estator del motor</i>
<i>KF</i>	<i>Filtros de Kalman (Kalman Filtering)</i>
<i>LF</i>	<i>Bajas Frecuencias (Low Frequency)</i>
<i>LPF</i>	<i>Filtros Paso Bajo de la transformada WPT (Low Pass Filter)</i>
<i>LS</i>	<i>Algoritmo de Mínimos Cuadrados (Least Squares)</i>
<i>M</i>	<i>Número de muestras de la señal</i>
<i>ma</i>	<i>Índice de modulación de amplitud</i>
<i>MCSA</i>	<i>Análisis de Firma de Corriente del Motor (Motor Current Signature Analysis)</i>
<i>mf</i>	<i>Índice de modulación de frecuencia</i>
<i>MUSIC</i>	<i>Técnica de Clasificación de Señal Múltiple (MULTiple Signal Classification)</i>
<i>N, WW</i>	<i>Número de periodos del fundamental f_{H,1} incluidos en la ventana temporal</i>
<i>nr</i>	<i>Velocidad del rotor del motor, en r.p.m.</i>
<i>ns</i>	<i>Velocidad de sincronismo del motor, 60f₁ / p, con p = número de pares de polos</i>
<i>p</i>	<i>Cantidad de pares de polos de un motor</i>
<i>PCE</i>	<i>Control en Par Constante modo Especial del variador Altivar-66</i>
<i>PCN</i>	<i>Control en Par Constante modo Normal del variador Altivar-66</i>
<i>PHBBD</i>	<i>Distorsión Armónica Parcial por Barras Rotas (Partial Harmonic Broken Bar Distortion)</i>
<i>PHD</i>	<i>Descomposición Armónica de Pisarenko (Pisarenko Harmonic Decomposition)</i>
<i>PHFD</i>	<i>Distorsión Parcial de Altas Frecuencias (Partial High-Frequency Distortion)</i>

<i>PIHBBD</i>	<i>Distorsión Interarmónica Parcial por Barras Rotas (Partial InterHarmonic Broken Bar Distortion)</i>
<i>PLC</i>	<i>Comunicaciones a través de la alimentación (Power Line Communications)</i>
<i>PLL</i>	<i>Método de Bucle de Enganche de Fase (Phase Locked Loop)</i>
<i>PWHD</i>	<i>Distorsión Armónica Total Parcialmente Ponderada (Partially Weighted Total Harmonic Distortion)</i>
<i>PWM</i>	<i>Modulación de Ancho de Pulsos (Pulse Width Modulation)</i>
<i>RBFNN</i>	<i>Red Neuronal basada en Función de Base Radial (Radial Basis Function based Neural Network)</i>
<i>RMS</i>	<i>Valor eficaz de una señal (Root Mean Square)</i>
<i>RTC</i>	<i>Reloj en Tiempo Real (Real Time Clock)</i>
<i>RW</i>	<i>Ventana Rectangular (Rectangular Window)</i>
<i>s</i>	<i>Deslizamiento del motor</i>
<i>SAI</i>	<i>Sistema de Alimentación Ininterrumpida</i>
<i>SHE-PWM</i>	<i>Eliminación Selectiva de Armónicos (Optimal PWM o Selective Harmonic Elimination)</i>
<i>SHM-PWM</i>	<i>Atenuación Selectiva de Armónicos (Selective Harmonic Mitigation PWM)</i>
<i>SPWM</i>	<i>Modulación de Ancho de Pulsos Senoidal (Sinusoidal Pulse Width Modulation)</i>
<i>STFT</i>	<i>Transformada de Fourier de Tiempo Corto (Short Time Fourier Transform)</i>
<i>SVD</i>	<i>Método de la Descomposición de Valor Singular (Singular Value Decomposition)</i>
<i>SVPWM</i>	<i>Modulación Vectorial por Ancho de Pulso (Spatial Vector Pulse Width Modulation)</i>
T_1	<i>Periodo de la frecuencia fundamental</i>
T_c	<i>Periodo de la frecuencia de Conmutación o portadora</i>
<i>TDC</i>	<i>Contenido Distorsionado Total (Total Distortion Content)</i>
<i>TDD</i>	<i>Distorsión Demandada Total (Total Demand Distortion)</i>
<i>Tem</i>	<i>Par electromagnético del motor de inducción</i>
<i>TFDG</i>	<i>Distribución Tiempo-Frecuencia de Gabor (Time-Frequency Distribution of Gabor)</i>
<i>TFMS</i>	<i>Escalograma de Morlet de Tiempo-Frecuencia (Time-Frequency Morlet Scalogram)</i>
<i>TH&IHDG</i>	<i>Distorsión Total Armónica e Interarmónica de Grupo (Total Harmonic and InterHarmonic Distortion Group)</i>
<i>TH&IHDS</i>	<i>Distorsión Total Armónica e Interarmónica de Subgrupo (Total Harmonic and InterHarmonic Distortion Subgroup)</i>
<i>THC</i>	<i>Contenido Armónico Total (Total Harmonic Content)</i>
<i>THD</i>	<i>Distorsión Armónica Total (Total Harmonic Distortion)</i>
<i>THDG</i>	<i>Distorsión Armónica Total de Grupo (Total Harmonic Distortion of Group)</i>
<i>THDS</i>	<i>Distorsión Armónica Total de Subgrupo (Total Harmonic Distortion of Subgroup)</i>
<i>THF</i>	<i>Factor Armónico Total (Total Harmonic Factor)</i>
<i>THIPWM</i>	<i>Modulación PWM con Inyección de Tercer Armónico (Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation)</i>
<i>TIHDG</i>	<i>Distorsión Total Interarmónica de Grupo (Total InterHarmonic Distortion Group)</i>
<i>TIHDS</i>	<i>Distorsión Total Interarmónica de Subgrupo (Total InterHarmonic Distortion Subgroup)</i>
<i>TNHDF</i>	<i>Factor de Distorsión No Armónica Total (Total Non-Harmonic Distortion Factor)</i>
T_w	<i>Tiempo total de agregación</i>
tw	<i>Ventana de análisis o muestreo, igual a $1/D_f$</i>

V_{AB}	<i>Tensión fase-fase</i>
V_{AN}	<i>Tensión fase-neutro</i>
V_{BD}	<i>Control en par Variable para Bajo ruido modo noloaD del variador Altivar-66</i>
V_{BN}	<i>Control en par Variable para Bajo ruido modo Normal del variador Altivar-66</i>
V_C	<i>Amplitud de la señal portadora</i>
V_{dc}	<i>Tensión en filtro de continua del inversor</i>
$VECT$	<i>Control Vectorial del variador utilizado PowerFlex-40</i>
V_m	<i>Amplitud de la señal moduladora</i>
V_s	<i>Tensión de fase aplicada a cada bobinado del estator</i>
VSI	<i>Inversor en fuente de tensión (Voltage Source Inverter)</i>
ω_l	<i>Frecuencia angular fundamental</i>
ω_c	<i>Frecuencia angular de Conmutación o portadora</i>
WPT	<i>Transformada Wavelet Packet (Wavelet Packet Transform)</i>
ω_r	<i>Velocidad angular del rotor</i>
$WSIFFT$	<i>Transformada Rápida de Fourier con Ventana de Interpolación Simétrica (Windowed Symmetrical Interpolation Fast Fourier Transform)</i>
ω_{sl}	<i>Velocidad angular de deslizamiento del motor</i>
WT	<i>Transformada Wavelet (Wavelet Transform)</i>
$WTHD$	<i>Distorsión Armónica Total Ponderada (Weighted Total Harmonic Distortion)</i>
Y	<i>Símbolo que se sustituye por I para corriente o por U para tensión</i>
Y_{rms_10min}	<i>Valor eficaz agregado de 10 minutos</i>
Y_{rms_2h}	<i>Valor eficaz agregado de 2 horas</i>
Y_{rms_3s}	<i>Valor eficaz agregado de 3 segundos</i>
$Y_{C,k}$	<i>Valor eficaz de la componente espectral de orden k</i>
$Y_{g,h}$	<i>Valor eficaz del grupo armónico de orden h</i>
$Y_{H,h}$	<i>Valor eficaz de la componente armónica de orden h</i>
$Y_{ig,h}$	<i>Valor eficaz del grupo interarmónico de orden h</i>
$Y_{isg,h}$	<i>Valor eficaz del subgrupo interarmónico de orden h</i>
$Y_{sg,h}$	<i>Valor eficaz del subgrupo armónico de orden h</i>

BLOQUE I
JUSTIFICACIÓN Y OBJETIVOS.

CAPÍTULO-1

INTRODUCCIÓN.

En este capítulo, se desarrolla una introducción con los principales motivos que justifican el problema que se trata de resolver. A continuación, se definen claramente los objetivos que se persiguen, dividiéndolos en generales y específicos, y que motivan el procedimiento de trabajo seguido para la realización de este trabajo. Finalmente, se describe la estructura de la tesis con una descripción general de los contenidos de cada capítulo.

1.1.- Justificación.

Un motor eléctrico de uso muy generalizado en la industria moderna es el de inducción, debido sobre todo a su versatilidad y fiabilidad. No obstante, el envejecimiento natural junto con las condiciones ambientales adversas y ciclos de trabajo extremos, aumentan la probabilidad de fallos. En los motores de inducción de jaula de ardilla, la rotura de una o más barras de rotor es un fallo que suele ser habitual, siendo necesario detectarlo a tiempo para así evitar costes por paradas de planta no programadas y los tiempos de reparación asociados.

Algunas de las técnicas más eficaces para la detección de barras o bien de anillos rotos, son las basadas en el Análisis de la Firma de Corriente del Motor (MCSA). Una estrategia muy extendida de MCSA es el análisis del espectro de la corriente del estator. En esta técnica, los efectos de las barras rotas del rotor aparecen como bandas laterales alrededor de la frecuencia fundamental y de algunos de sus múltiplos o armónicos.

Es usual que los motores de inducción sean excitados mediante variadores de frecuencia (constituidos por convertidores estáticos de potencia), con las ventajas de obtener un rendimiento energético superior con un mejor control del arranque y en general del par y la velocidad. Estos convertidores actúan como cargas no lineales que producen nuevas componentes armónicas e interarmónicas, que se suman a las ya existentes en la red y a las debidas al motor y sus posibles averías; pudiendo dar lugar a bandas de frecuencias laterales alrededor de la componente fundamental y armónicos, que pueden confundirse con las bandas laterales producidas por barras de rotor rotas. Es por ello necesario tener una estrategia que permita discriminar entre todos estos efectos.

Como cada modelo comercial concreto de convertidor puede presentar diferentes estrategias de modulación (PWM rectangular, senoidal,...) y control (escalar, vectorial...), distintas frecuencias de conmutación, valores de capacidades e inductancias de filtrado diferentes, etc.; el espectro de frecuencia resultante es bastante distinto respecto al obtenido mediante la alimentación directa desde red eléctrica. Este contenido armónico en tensión puede reflejarse en la corriente (y viceversa), llegando a dificultar por ello la detección de algunos indicadores de fallo basados en el análisis MCSA. El convertidor de potencia introduce pues, de cara a la detección de fallos en motores mediante análisis espectral,

algunos inconvenientes: eleva el nivel de ruido; la componente de frecuencia fundamental y sus armónicos pueden variar en amplitud y fase, es decir, es posible que el motor no trabaje en estado estacionario el tiempo suficiente para poder realizar medidas supuestamente periódicas; e introduce interarmónicos en altas y bajas frecuencias. Se puede concluir que, desde el punto de vista del diagnóstico de fallos en el motor, el principal cambio debido al convertidor de potencia es la introducción en el espectro de la corriente de un contenido armónico adicional. Esto, en algunos casos dificulta el reconocimiento de las señales de fallo, sobre todo incipientes, pero, al mismo tiempo, este contenido armónico adicional puede evidenciar nuevas señales de fallo que no estaban presentes con alimentación de red o con un convertidor diferente.

Luego la utilización del convertidor se traduce en ciertos inconvenientes, pero también amplía el número de patrones o firmas en el espectro que pueden facilitar la detección del fallo y su posterior diagnóstico. Para superar los inconvenientes, es necesario ampliar el número de patrones a monitorizar (tanto en el dominio de la frecuencia como en el temporal) con el objetivo de asegurar una mayor eficiencia en el diagnóstico.

Por todo ello puede ser conveniente caracterizar y clasificar los convertidores de frecuencia atendiendo a su contenido armónico, de cara a poder elegir qué tipo de convertidor es preferible utilizar para detectar mejor los fallos en los motores que se le conecten. Y dada la complejidad de realizar un estudio analítico determinístico de los diferentes espectros frecuenciales de las señales eléctricas suministradas por cualquier convertidor comercial, y a que los fabricantes de los mismos no suelen proporcionar mucha información de su funcionamiento interno ni de su respuesta en tiempo-frecuencia, se hace necesario realizar un estudio empírico mediante mediciones reales de dichas respuestas armónicas en una serie de ensayos de laboratorio.

Debido a la cierta variabilidad temporal de las señales proporcionadas por el convertidor, es preciso obtener un compromiso entre la resolución espectral y la temporal a la hora de elegir la ventana o tiempo de muestreo durante el que se realizan las medidas. Por ello, es conveniente estudiar también las diferentes técnicas de medición de armónicos e interarmónicos en señales de red eléctricas que se utilizan en la actualidad (transformadas Wavelet, filtros de Kalman, MUSIC, *Empirical Mode Decomposition*, etc.) algunas de las cuales tienen un coste computacional elevado. Una de estas metodologías puede ser la recomendada por la normativa específica de medida de calidad de señales eléctricas para el caso de armónicos e interarmónicos, según la cual se realizan agrupamientos de medidas, tanto espectral como temporalmente (normas 61000-4-7 y 61000-4-30). El hecho de basarse en estas normativas no implica necesariamente medir los mismos valores de frecuencia fundamental (el convertidor puede y debe ser capaz de suministrar otras frecuencias, esa es una de las razones de su uso), ni de rango de frecuencias armónicas, ni de incluso la cantidad de armónicos alrededor de cada grupo. Podría incluso cambiarse el tiempo total de agregación temporal o la forma de tratar las medidas en frecuencia, respetando siempre la idea de agrupar en frecuencia y en tiempo con una resolución similar a la recomendada en la normativa.

Para realizar las medidas cumpliendo estas normativas internacionales existen equipos comerciales preparados para registrar perturbaciones en la red eléctrica, tanto eventos como variaciones entre las que se incluyen los propios armónicos originados por motores y convertidores. Una limitación de estos equipos medidores comerciales es la inflexibilidad del valor considerado como frecuencia fundamental, tomando siempre el de la red eléctrica a la entrada del convertidor y no considerando la variedad de frecuencias que permite obtener el

convertidor en su salida. Otro inconveniente de estos equipos es la limitación de los valores máximos de las frecuencias por ellos medidas a rangos que quizás no recojan suficientemente el contenido armónico completo de los convertidores de frecuencia, ya que estos medidores comerciales están pensados para medir en el lado de la red eléctrica más que a la salida del convertidor. Y otras limitaciones pueden ser su rigidez a la hora de realizar las agrupaciones tanto espectrales como temporales, el método de análisis espectral que utilizan etc.

Por todo lo anterior, se hace necesario desarrollar un sistema flexible de medida y análisis espectral mediante un algoritmo propio que permita solventar las limitaciones y rigidez de los medidores comerciales que miden sólo la red eléctrica, a la entrada del convertidor. Pero los equipos medidores comerciales aportan la ventaja de estar calibrados, homologados y de poder así medir basándose en la normativa, y no sólo armónicos sino además también otros tipos de perturbaciones presentes en las señales eléctricas. Por ello un medidor comercial puede ser usado inicialmente para realizar medidas de prueba, a la salida del convertidor y, por compatibilidad, sólo en principio con frecuencias como las de la red eléctrica; y así poder compararlas con otras similares obtenidas mediante nuestro sistema propio de medida y análisis que quedaría de esta forma validado. Así estarían además contrastadas las medidas realizadas sobre diferentes convertidores-cargas al haberse obtenido siempre con un mismo equipo de medida y un algoritmo basado en normativas internacionales que además unifica la forma de realizar todas estas pruebas.

Considerando la cada vez mayor utilización de variadores de frecuencia para excitar motores de inducción, con estas técnicas se pretende caracterizar mejor los convertidores de frecuencia, ampliando el número de patrones o parámetros a monitorizar con objeto de asegurar una mayor eficiencia en el diagnóstico de fallos en motores.

1.2.- Objetivos y procedimiento de trabajo.

El objetivo general de esta tesis es desarrollar, implementar y validar un sistema de caracterización experimental de variadores de frecuencia comerciales, en base al contenido armónico de la energía por ellos suministrada, mediante un plan de ensayos definidos (y unificados para todos los convertidores, gracias a basarse en la normativa de medidas de calidad de la red eléctrica); y posteriormente poder clasificar estos mismos convertidores de cara a su uso en la detección de fallos en motores de inducción por ellos excitados, y ver cómo afecta esta clasificación en la detección del fallo.

Los objetivos específicos que deberán desarrollarse para conseguir el objetivo general son:

- Realizar un estudio del estado del arte de los diferentes procedimientos usados para la medición y análisis de armónicos e interarmónicos en la red eléctrica, desde los recomendados por la normativa hasta otros diferentes; así como del comportamiento armónico de los variadores de frecuencia y de los motores de inducción a ellos conectados.
- Desarrollar un sistema propio de medida y análisis inspirado en los medidores de la red eléctrica que ya existen comercialmente y basado en su misma normativa internacional de medida de calidad, pero mejorado y adaptado a las necesidades específicas de medición a la salida de los variadores de frecuencia.

- Examinar y validar el sistema de medida y análisis desarrollado, tanto con señales sintéticas basadas en las propuestas por la normativa, como con medidas experimentales confrontadas con las obtenidas mediante un equipo medidor comercial.
- Obtener una base de datos con las mediciones obtenidas a partir de la realización de un plan de ensayos con convertidores, utilizando el anterior sistema de medida ya verificado y basado en la normativa. Realizar estos ensayos en el estacionario y variando la carga y el motor conectado, el control (escalar, vectorial), la frecuencia fundamental y de conmutación; con objeto de así modificar la amplitud, posición y rango de las frecuencias presentes en las señales del convertidor y de este modo poder extraer la máxima información sobre su comportamiento armónico. Repetir todas estas medidas en las mismas condiciones de ensayo para todos los convertidores que se pretenden caracterizar, para así poder compararlos y establecer mejor sus diferencias.
- Tratar los datos obtenidos en las mediciones de los ensayos mediante los algoritmos antes desarrollados basados en las normativas, para la obtención de los nuevos parámetros (valores eficaces de grupos y subgrupos armónicos e interarmónicos, tasas de distorsión, etc.).
- Caracterizar los convertidores ensayados, usando la información obtenida anteriormente tratando las medidas experimentales de los ensayos, de cara al diagnóstico de motores así como para conocer la calidad de la energía por ellos suministrada.

El procedimiento de trabajo seguido puede ser resumido en los siguientes pasos:

- El resultado del estudio del estado del arte se presenta en el primer bloque de capítulos de la presente tesis, así como la determinación de los métodos de medida y análisis a ser empleados para el tratamiento de las señales consideradas. Dada la naturaleza pseudoestacionaria de este tipo de señales, dentro de las diferentes técnicas de análisis en tiempo-frecuencia, se han elegido las recomendadas en las normativas para la medida de la calidad de la energía eléctrica basadas en agrupaciones espectrales (61000-4-7) y temporales (61000-4-30).
- El sistema propio de medida y análisis basado en las normativas fue desarrollado para medir a la salida de los convertidores, ofreciendo en general mayor flexibilidad que los medidores comerciales de calidad de la red eléctrica. Se mejoró a estos equipos en aspectos tales como la capacidad de: sincronizar la ventana de muestreo con una mayor variedad de valores de frecuencias fundamentales obtenidas a la salida del convertidor, (no limitándose a 50 o 60 Hz); medir un mayor rango de frecuencias, incluidas las situadas por encima de los 9000 Hz, (ya que los convertidores presentan frecuencias de conmutación y sus múltiplos más altas que las que habitualmente se miden en la red eléctrica); ampliar el número y forma de realizar las agrupaciones armónicas e interarmónicas; medir las nuevas tasas de distorsión, que pueden incluir interarmónicos; elegir tanto la resolución temporal y espectral deseada variando el tamaño de la ventana de muestreo como el número total de ventanas agregadas, adaptándolos a las peculiaridades concretas de las señales presentes a la salida de los convertidores, etc.

- Algunas de las señales utilizadas para validar el sistema de medida propuesto están basadas en los ejemplos sobre señales reales del anexo de la normativa 61000-4-7 y ampliadas y adaptadas para poder ser procesadas usando el equipo de medición propio. La evolución de los valores de los grupos, subgrupos y tasas de distorsión armónica en función de la posición relativa entre interarmónicos y armónicos es también analizada con el método de medida propuesto y contrastada con los resultados esperados. Se realizó también un estudio de los tiempos más adecuados de agregación de valores eficaces obtenidos mediante ventanas sucesivas, basándose en las indicaciones de la norma 61000-4-30. Estos ejemplos de mediciones sintéticas han sido probados y verificados obteniéndose los resultados esperados. El sistema desarrollado también fue validado con medidas experimentales confrontadas con las obtenidas mediante un equipo comercial homologado de similares características de la marca *Fluke*.
- Los ensayos y mediciones se realizaron en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Valladolid sobre un equipo formado por el sistema antes mencionado de medida y análisis y por dos motores idénticos, uno sano y otro con una barra rota, conectados a un freno actuando como carga; y excitados por tres fuentes distintas: la red eléctrica directamente, un convertidor de Allen-Bradley y otro de Telemecanique. A su vez, a cada convertidor se le hizo trabajar en diferentes modos de funcionamiento (controles escalar y vectorial), hasta con cinco frecuencias fundamentales distintas y asimismo diferentes frecuencias de conmutación... De modo que finalmente fueron realizados alrededor de 1800 ensayos, incluyendo condiciones de baja y alta carga con dos posibles valores de deslizamiento.
- Los datos medidos en los ensayos fueron tratados mediante los algoritmos de análisis temporal-espectral basados en la normativa previamente desarrollados. Seguidamente, se efectuó un análisis de las características obtenidas de todos los ensayos, donde se estudiaron las relaciones existentes entre los parámetros obtenidos, el tipo de carga (motores y deslizamiento), y de excitación (variadores y red).
- Usando toda esta información se pasó a caracterizar experimentalmente estos convertidores y a clasificarlos de cara a su diferente comportamiento durante la detección de fallos en motores de inducción por ellos excitados. Se pudo comprobar empíricamente que esto puede afectar a la detección del fallo y por tanto también al diagnóstico del estado del motor.

1.3.- Estructura de la tesis.

Tras este primer bloque básico de introducción, con la justificación, objetivos y estructura de la tesis, ésta prosigue con un segundo bloque que abarca el estudio del estado del arte, desarrollado a lo largo de los capítulos 2, 3 y 4; y un último bloque con la descripción de los resultados y aportaciones, basados en el anterior estudio, que se verán en los capítulos 5 y 6. El capítulo 7 resumirá las conclusiones y aportaciones de toda la tesis y sus futuras líneas de actuación.

Dentro del estado del arte, se trata de conocer tanto las formas de medir el contenido armónico presente en las señales que excitan los motores de inducción, como las características de las propias señales analizadas. Por ello, en los capítulos 2 y 3 se realiza un

estudio de las diferentes técnicas de análisis en tiempo-frecuencia que se utilizan en la actualidad en el tratamiento de este tipo de señales, y en el capítulo 4 se describen las componentes armónicas que pueden aparecer originadas tanto por el accionamiento de la máquina de inducción (red eléctrica y variadores de frecuencia) como por el propio motor.

En los capítulos de resultados se describe en primer lugar, en el capítulo 5, el sistema de medida y análisis desarrollado para caracterizar el contenido armónico de las señales de alimentación de los motores, en base a los conocimientos aportados por los anteriores capítulos sobre qué se va a medir y cómo se van a tratar esas medidas; para exponer en el siguiente capítulo 6 la metodología del plan de ensayos realizado y los resultados de las mediciones y análisis efectuados y principales conclusiones obtenidas de los mismos.

A continuación, se refieren los contenidos de los diferentes capítulos de esta tesis de forma más detallada:

En el capítulo 2 se describen los armónicos e interarmónicos y la forma de medirlos basada en la normativa IEC. Se comienza por dar una visión global de la normativa actual sobre calidad de la energía en la red eléctrica, siguiendo por una exposición de las causas y consecuencias de los armónicos e interarmónicos que, en general, pueden aparecer en la red. Más adelante, en el capítulo 4 se conocerán con más detalle las componentes armónicas que se generan de forma específica en el conjunto variador-motor que se pretende caracterizar. El capítulo 2 prosigue con una introducción a los conceptos básicos sobre medida de armónicos, necesaria para entender la forma de medir armónicos e interarmónicos en el marco de la normativa IEC, que se expone a continuación. Dentro de esta normativa, se describen las formas de agrupar los valores eficaces obtenidos, tanto en frecuencia como en el tiempo, y se definen las principales tasas de distorsión. El capítulo continúa con unas consideraciones sobre las tasas de distorsión y sobre las medidas para frecuencias altas definidas en la normativa, sobre las formas de sincronizar las ventanas de adquisición, y finaliza con algunos ejemplos de aplicación de la normativa desarrollados en la literatura.

Si en el anterior capítulo se exponían los métodos orientados a la normativa, en el capítulo 3 se amplía este estudio a otros procedimientos de medición de armónicos e interarmónicos no siempre contemplados en la normativa. Se estudian estos métodos desde tres puntos de vista clasificatorios: según se basen en modelos (o métodos paramétricos) o no se basen en modelos (métodos no paramétricos), según la naturaleza temporal de la señal y según se procesen los datos por lotes-bloques o de forma recursiva-iterativa. El capítulo finaliza con un resumen comparativo de los diferentes procedimientos y una explicación justificativa de la elección del método que se va a utilizar en esta tesis.

En el capítulo 4 se estudian con detalle los comportamientos armónicos de los variadores de frecuencia y de los motores de inducción a ellos conectados. Se comienza examinando los armónicos producidos por el motor, incluidos los debidos a fallos en su funcionamiento. En el siguiente apartado se refieren las componentes armónicas generadas por el variador, especialmente en su etapa inversora. Para ello antes se describen y clasifican los tipos de variadores, se analiza su constitución y comportamiento armónico básico, y se profundiza en los principales tipos de modulación y contenido armónico relacionado. Para finalizar, se expone la influencia del uso del convertidor en el diagnóstico de fallos en motores.

En el capítulo 5 se implementa una metodología de caracterización experimental de la energía suministrada por variadores que excitan motores de inducción, en función de su

contenido armónico, para así conocer la calidad de la energía generada por cada variador y detectar posibles fallos en los motores conectados. En este primer capítulo de resultados se describe el sistema diseñado para efectuar los análisis y mediciones sobre las señales del banco de ensayos que se expondrán en el capítulo 6. Este sistema se basa en la normativa IEC que es adaptada a las características de las señales medidas a la salida de los variadores. El sistema completo se verifica mediante señales sintéticas y reales, validadas en este último caso comparándolas con medidas idénticas realizadas usando un analizador trifásico de energía comercial, e insistiendo especialmente en la comprobación del sistema de sincronismo utilizado. Asimismo, se desarrollan aportaciones nuevas relacionadas con las formas de agregar las medidas, tanto en frecuencia como en el tiempo, que mejoran las indicadas en la propia normativa adaptándolas al tipo de señales de los ensayos de esta tesis.

En el capítulo 6 se caracterizan experimentalmente varios convertidores de frecuencia comerciales, en base al contenido armónico de la energía por ellos suministrada, mediante un plan de ensayos que se define y cuyos resultados se exponen en este capítulo. Para ello se utiliza el sistema de medida y procesamiento de datos, adaptado a las características de las señales de salida de los variadores, desarrollado en esta tesis y definido en el anterior capítulo. Se comienza con una descripción de los convertidores a caracterizar y sus cargas conectadas, así como del plan de ensayos realizado y las variables que lo definen. Los resultados obtenidos usando el algoritmo basado en la normativa se exponen primero según el tipo de fuente ensayada, comenzando por la red y siguiendo por los variadores; y finalmente se clasifican y comparan todas las tasas obtenidas para las distintas fuentes de alimentación. A continuación, se calculan los parámetros diferencia entre las agrupaciones y tasas obtenidas en los ensayos con motores sano y roto y se determina cuáles de ellos aportan información relevante de cara a la detección de fallos en el motor.

Para finalizar, en un último capítulo de conclusiones y líneas futuras de trabajo, se comentan las principales aportaciones de esta tesis y se discuten posibles mejoras a la labor realizada que puedan dar lugar a próximas líneas de actuación.

BLOQUE II
ESTADO DEL ARTE.

CAPÍTULO-2

ARMÓNICOS, INTERARMÓNICOS y su MEDIDA ORIENTADA a la NORMATIVA.

En este capítulo se realiza una introducción al concepto de armónico e interarmónico y se profundiza en la forma de medirlos y procesar su información basada en las especificaciones definidas en la normativa IEC. Más adelante, en otros capítulos se tratarán con más detalle otros métodos de medición (capítulo 3) y los contenidos armónicos que se pretende caracterizar (capítulo 4), antes de plasmar los resultados de estos conocimientos en el diseño de un sistema propio de medida y análisis (capítulo 5) y en la definición de un plan de ensayos que, mediante el sistema anterior, permita caracterizar las diferentes fuentes de alimentación y cargas ensayadas (capítulo 6).

Se comienza dando una visión general de la normativa actual sobre calidad de la energía eléctrica. Después se definen los armónicos, subarmónicos e interarmónicos que, en general, pueden existir en la red, y se comentan sus causas y los efectos que producen. Se prosigue con una introducción a la medida de armónicos, usando la transformada discreta de Fourier (DFT) como base de este análisis, comentando también sus limitaciones. Esta introducción previa es necesaria para entender la forma de medir armónicos e interarmónicos bajo los estándares IEC. A continuación, se expone esta normativa, describiendo los dos niveles de agrupamiento de los valores eficaces medidos, en frecuencia y en el tiempo, y las tasas de distorsión definidas. El capítulo continúa con unas consideraciones sobre las limitaciones de estas tasas de distorsión y sobre las medidas para frecuencias altas definidas en la normativa, sobre las formas de sincronizar las ventanas de muestreo, y finaliza con algunos ejemplos de aplicación de la normativa seleccionados de entre aquellos desarrollados en la literatura.

2.1.- Normativa sobre calidad de la energía eléctrica.

Cada vez es más importante que las empresas distribuidoras de energía eléctrica se preocupen por dar completa claridad sobre la calidad de su producto eléctrico [RON16] [JOH16] [KHA17] [CHI19] [THO19]. Debido a ello, algunas empresas han hecho énfasis en buscar una solución equitativa para ellos y sus usuarios, detectando los diferentes fenómenos o perturbaciones producidas durante el transporte y distribución de esta energía [BLA17]. Las desviaciones de la intensidad o de la tensión de su forma ideal se consideran pérdidas de calidad o perturbaciones. Estas perturbaciones que afectan a la calidad en la energía se clasifican en 2 amplias categorías: variaciones y eventos [BOL06] [BOL09] [STA17].

Por variaciones se conoce a ciertas modificaciones leves en la intensidad o en la tensión con relación a su valor nominal, que suelen estar continuamente presentes. Por ejemplo, la distorsión armónica, la variación de la frecuencia o bien el cambio del valor eficaz de la señal con relación al valor nominal asignado. Por otra parte, los eventos son alteraciones que sólo ocurren esporádicamente, como las sobretensiones transitorias o los huecos de tensión. A

veces es dificultoso catalogar un fenómeno como evento o como variación. Las variaciones pueden analizarse en cualquier momento, pero sin embargo los eventos necesitan esperar a que una intensidad o una tensión sobrepasen un umbral prefijado como límite.

La energía eléctrica soporta una serie de perturbaciones durante su transporte y distribución, de la que los clientes pueden verse afectados. Asimismo, al conectarse los equipos de los usuarios a la red de distribución se originan circulaciones de intensidades eléctricas proporcionales a la demanda de estos dispositivos. Al circular por la red estas intensidades dan lugar a caídas de voltaje, haciendo que el valor eficaz del voltaje suministrado en un determinado lugar e instante dependa de las caídas de voltaje distribuidas por todos los elementos de la red.

Los convertidores estáticos de potencia conectados a la red, tales como variadores de frecuencia para control de motores, fuentes conmutadas de ordenadores y lámparas de bajo consumo, convertidores de interfase entre los generadores de energías renovables y la red eléctrica, etc., afectan al incremento de la distorsión armónica, puesto que el consumo y producción a otras frecuencias diferentes a la fundamental del sistema motiva el incremento del contenido armónico e interarmónico [KAL17] [XUX18].

Debido a la relevancia de la energía eléctrica en toda la actividad social se necesita desarrollar unos métodos de medida de su calidad [LEO03] [JAI11] [CHE14] [LIU16] [STA17] [ALF17b]. Ello ha dado lugar a una normativa internacional que se resume a continuación, centrándose en lo relacionado con la medición de armónicos e interarmónicos en un apartado posterior.

En la legislación española, la Ley 54 - 1997 del 27-XI [BOE97] en su sección eléctrica instituye el ámbito legal desarrollado a continuación en el R.D. 55 - 2000 del 1-XII [REA00] regulando las actuaciones en las áreas del transporte, distribución, suministro, comercialización y métodos de licitación de montajes eléctricos. Asimismo, establece que la calidad está basada en que el suministro tenga continuidad en relación a la duración y número de las interrupciones, y también por las cualidades de la forma de onda de voltaje y la calidad en la forma con que atiende al usuario la empresa suministradora. Este Real Decreto hace referencia también a las cualidades de la forma de onda de voltaje que puedan verse afectadas debido principalmente a las variaciones de la frecuencia y del valor eficaz del voltaje, y por los huecos de tensión y las alteraciones del servicio.

Según la legislación española, se respetarán los criterios descritos en la norma EN 50160 [EN010] o el estándar que la sustituya para las características de la calidad del producto, además de las otras directrices técnicas suplementarias de la Comisión Nacional de la Energía. Es necesario elaborar con periodo anual informes detallados de la calidad del producto que es en realidad la energía eléctrica, por parte de las empresas distribuidoras de la energía. Para realizar estos informes, las empresas dispondrán de un método de control y medida de los parámetros de calidad del producto, así como de la continuidad del suministro, que deberá ser homogéneo y auditable para la totalidad de las empresas del sector.

En este mismo real decreto, el compromiso de la observancia de los parámetros en la calidad del suministro se atribuye a las empresas distribuidoras que venden la energía al usuario. No obstante, además se aclara que, para que las perturbaciones generadas por sus equipos respeten las limitaciones instituidas, los usuarios tendrán que tomar las oportunas precauciones. Además, los consumidores podrán instalar un sistema de registro de medida de

calidad en las prestaciones a fin de contrastar los datos ofrecidos por las compañías de distribución. Por este motivo es necesario contar con los equipos de análisis y medida precisos que permitan caracterizar el espectro de frecuencia en el voltaje suministrado.

Las normas que debe cumplir la señal de suministro, las limitaciones en los armónicos de intensidad y de tensión y cómo deben medirse, etc., interesan más de cara a la implementación técnica de la norma. Los IEEE e IEC son las principales fuentes de las que proceden estas normas. El IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) es de procedencia norteamericana. En cambio, IEC (*International Electrotechnical Commission*), tiene procedencia europea y establece estándares que más adelante son asumidos por los estados pertenecientes a la Unión Europea por medio del *Comité Europeo de Normalización Electrotécnica* (CENELEC). Es posible que los estados asuman las normas establecidas por estos organismos y también desarrollen estándares propios y los añadan a su legislación.

El estándar IEEE 1159 [IEE09] es, a nivel americano, el encargado de establecer la normativa relativa a la monitorización de la calidad energética. Para ello, primero define los tipos de perturbaciones según las desviaciones de su contenido espectral, duración y amplitud respecto de los valores nominales, clasificándolas en siete grandes tipos de fenómenos: transitorios, variaciones de corta y de larga duración del valor eficaz (entre las que están las sobretensiones e interrupciones), desequilibrios de tensión y corriente, distorsiones de forma de onda (entre las que se sitúan los interarmónicos y armónicos), fluctuaciones de voltaje, y las variaciones de la frecuencia de alimentación. Además, también expone las técnicas recomendadas como adecuadas para realizar la medición y monitorización de la calidad de la energía eléctrica, así como diversas notas de aplicación sobre la forma de conectar y usar los equipos de medida.

El estándar EN 50160 establece, desde el punto de vista europeo, los límites en baja y media tensión entre los que deben estar los índices que caracterizan la forma de onda de tensión, como son la amplitud, las variaciones de la tensión de red, la frecuencia nominal, los cambios rápidos del voltaje en relación a la magnitud del parpadeo, las interrupciones de suministro cortas y prolongadas, los huecos de tensión, el desequilibrio de la tensión de red, las sobretensiones transitorias y temporales, los protocolos de medida, los voltajes armónicos e interarmónicos, así como las transferencias de datos por la red eléctrica [EN010] [APP95].

Dado que esta investigación se dirige a la medición de interarmónicos y armónicos en variadores de frecuencia que excitan motores de inducción, resultan de mayor importancia las normas que definen los niveles armónicos que pueden generar los dispositivos acoplados a la red de suministro para bajas tensiones [HAN08, p.p. 257-259] [ARR03, p.p. 8-11]. Estos niveles armónicos son debidos a que los dispositivos de impedancias no lineales, al ser excitados por un voltaje senoidal, crean en su entrada de intensidad armónicos que motivan a su vez en la red de suministro armónicos de tensión. La IEC ha definido una serie de normas de Compatibilidad Electromagnética (EMC), para tratar de resolver los problemas de calidad de energía. La serie IEC 61000 incluye a los armónicos e interarmónicos como fenómeno electromagnético de baja frecuencia. La norma IEEE 519 [IEE92] es otra alternativa a la serie IEC, que también aporta directrices sobre armónicos. Esta es una de las normas más antiguas de la calidad de la energía eléctrica. Es una norma ANSI, (*American National Standard*), que proporciona recomendaciones sobre la inyección de corriente armónica, por parte del usuario, y sobre la distorsión de la tensión, cuya responsabilidad corresponde a la compañía de suministro. Esta norma sirve a su vez como guía de diseño tanto para los consumidores de los que dependen las corrientes armónicas inyectadas en la red, como para las compañías

distribuidoras eléctricas que son las que deben garantizar que se cumplen los límites de contenido armónico presentes en la tensión de suministro.

Esta norma, IEEE Std 519, define limitaciones en la distorsión armónica según dos puntos de vista: según la limitación en el nivel armónico de tensión que una compañía de distribución puede entregar al usuario; y según la limitación en el nivel armónico de intensidad que un consumidor puede inyectar en la red de distribución. Estos límites están relacionados, ya que, si todos los consumidores conectados no superasen sus límites de armónicos de corriente, entonces no tendrían por qué excederse tampoco los límites de distorsión de tensión.

Los límites de corrientes armónicas más restrictivos son para los clientes con una carga relativamente grande y para las altas tensiones, respecto a los más permisivos para cargas pequeñas y para bajas tensiones. De forma similar, son más restrictivos para los equipos de generación (armónicos en las tensiones suministradas por las compañías) que para los usuarios (corrientes armónicas inyectadas); y para los armónicos pares (sobre todo porque la componente continua puede producir saturación en motores y transformadores) que se limitan a un 25% de los límites recomendados para los menos dañinos armónicos impares. También son más restrictivos los límites para duraciones superiores a una hora: para periodos más cortos los límites suben hasta un 50%. Algún equipo (por ejemplo, fuentes conmutadas) puede ser sensible a la distorsión armónica de corta duración, pero la mayoría de los efectos armónicos tales como el calentamiento de motores son exclusivos de los armónicos de larga duración o repetitivos.

La norma IEEE Std 519, al contrario que la norma IEC 61000, subdividida en seis partes, trata de forma conjunta distintos temas como son: el control, generación y consecuencias de los armónicos; las técnicas para analizar los niveles armónicos; la medición de los armónicos de intensidad y de tensión; ejemplos de aplicación de la propia guía, además de diferentes recomendaciones prácticas para distribuidores y para consumidores individuales de energía eléctrica. Se ha revisado esta norma para añadir criterios análogos a los definidos en la normativa de la IEC en relación a la metodología de medición de interarmónicos y armónicos, y en las señales de intensidad y de voltaje; por lo que, como además el estándar básico de medida del IEC es de observancia obligada en los estados miembros de la Unión Europea, será la que se utilizará en el capítulo sobre medida de armónicos que se verá más adelante.

La normativa IEC 61000 está formada por 6 secciones que se subdividen en diversas partes; en cada una de las cuales se tratan determinados temas de la Compatibilidad Electromagnética. En la tabla 2.1 se muestran los principales estándares del IEC vinculados con armónicos.

Tabla 2.1 Principales estándares del IEC relacionados con los armónicos.

<i>Asunto:</i>	<i>Estándar:</i>
<i>Generalidades</i>	<i>IEC 61000-1-4</i>
<i>Entorno de Emisión (descripción y clasificación)</i>	<i>IEC 61000-2-1, IEC 61000-2-2, 61000-2-3, 61000-2-4, 61000-2-6, IEC 61000-2-12</i>
<i>Límites (de emisión y de inmunidad)</i>	<i>IEC 61000-3-2, 61000-3-4, 61000-3-9, 61000-3-6, 61000-3-10, IEC 61000-3-12</i>
<i>Tests y Mediciones</i>	<i>IEC 61000-4-7, 61000-4-13, 61000-4-30, 61000-4-31</i>

En el primero de ellos, el IEC 61000 1-4, se exponen las razones para limitar la potencia de las emisiones de corrientes armónicas e interarmónicas conducidas procedentes de equipos en el rango de frecuencias hasta 9 kHz.

En IEC 61000 2-1 [IEC90] se clasifican las principales fuentes de armónicos en tres categorías de equipos: equipos de sistemas de potencia, cargas industriales y cargas residenciales. El uso cada vez mayor de convertidores HVDC (*High Voltage DC Transmission*) y dispositivos FACTS (*Flexible AC Transmission System*) se ha convertido en la principal fuente de distorsión armónica que se origina en el sistema de transporte. Los convertidores de energía estáticos y hornos de arco eléctricos son los principales contribuyentes en la categoría industrial, y los aparatos alimentados con rectificadores con filtro capacitivo (en su mayoría PC's y receptores de TV) los principales componentes de distorsión en la categoría residencial.

La norma IEC 61000-2-2 [IEC02a] define los márgenes para la compatibilidad en la transmisión de señales y las perturbaciones conducidas en bajas frecuencias en los sistemas de baja tensión de suministro público. Esta norma especifica unos límites de compatibilidad aplicables al nodo común de unión. La norma IEC 61000-2-4 [IEC02b] define los márgenes de compatibilidad para la transmisión de señales y las perturbaciones conducidas en bajas frecuencias en las redes industriales, dependiendo del tipo de entorno electromagnético que exista en cada caso, (el estándar IEC 61000-2-12 es similar, pero más específico para media tensión). Esta norma establece, para limitar la compatibilidad para cualquier orden de interarmónicos en redes de suministro público, un máximo del 0,2% del fundamental de tensión. La misma norma admite hasta un 2,5% del fundamental de tensión, como margen de compatibilidad para interarmónicos de hasta el undécimo orden, dentro de plantas industriales en las que existan hornos de arco, convertidores, motores de inducción, equipos de soldadura, y otras clases de cargas fluctuantes. En cualquier caso, la normativa para la medida de subarmónicos e interarmónicos está por definir; sólo existen algunas recomendaciones en anexos de normas como la IEC 61000-4-7 [IEC08, parte 2002].

La norma IEC 61000-3-2 [IEC05] se refiere a las limitaciones de las generaciones de intensidades armónicas en las redes públicas de baja tensión producidas por dispositivos con corrientes de entrada inferiores o iguales a 16 A en cada fase; la norma IEC 61000-3-4 [IEC98] lo realiza en aquéllos con corrientes entrantes superiores a 16 A; la norma IEC 61000-3-12 [IEC11] para corrientes de entrada mayores de 16 A y menores o iguales a 75 A por fase. Este estándar requiere que los aparatos eléctricos deban probarse para asegurar que cumplen con los requisitos de la norma. El estándar define cuatro clases de forma de onda de acuerdo con los diferentes tipos de equipos; por ejemplo, la clase B se aplica a las herramientas portátiles, mientras que la clase D se refiere a los ordenadores y televisores. Cada clase tiene diferentes límites armónicos, hasta el número 40, que no deben superarse. Algunas clases tienen límites dinámicos que se establecen de acuerdo a la potencia consumida por el aparato [HAN08, p.p. 259]. También especifica el circuito de medida, la fuente de alimentación, las condiciones de prueba y los requisitos para la instrumentación.

Las anteriores normas definen niveles de compatibilidad o límites para los distintos tipos de perturbaciones, sobre todo en que se refiere a las componentes armónicas. Para la conexión de equipos a la red de distribución, y su interconexión entre ellos, la IEC ha establecido unos niveles máximos de armónicos. Para la medición de estos niveles ha elaborado otras normas orientadas al proceso de medida, como los que se describen a continuación.

La norma IEC 61000-4-30 [IEC14] establece las técnicas de medición de los índices de calidad de las redes de suministro de señales alternas y la forma de analizar las conclusiones halladas. Las variables indicadoras de la calidad para el abastecimiento eléctrico que contempla son las siguientes: la amplitud de tensión, la frecuencia, el *flicker*, las interrupciones de tensión, las sobretensiones momentáneas, los huecos de tensión, el desequilibrio, los transitorios y las variaciones rápidas de tensión, los interarmónicos y armónicos de intensidad y de tensión, y los datos transferidos por la red.

La norma IEC 61000-4-30 también establece las técnicas de medida, pero no especifica la forma de realizarlas, de modo que los requerimientos funcionales de los equipos medidores quedan predeterminados por el margen de incertidumbre que el estándar atribuye a cada parámetro. Define hasta dos técnicas de medición (la técnica de clase «A» y la más recientemente añadida técnica de clase «S») aplicables a cada tipo de parámetro de forma que se posibilite obtener resultados reproducibles, fiables y confrontables, para cualquier instrumento usado según la norma y para todas las circunstancias en que se adquieren las medidas de la señal. La técnica de clase A se usa para medidas de gran precisión, mientras que la técnica de clase S se emplea para medidas con menor precisión, como para realizar estudios estadísticos.

La norma recomienda que se marquen los eventos que ocurran en la señal de la red eléctrica analizada, para así evitar contar un determinado evento en más de un índice de calidad medido. Esto permite evitar cometer errores, como puede ser contabilizar un hueco de voltaje como tal y además como si fuera una modificación en la frecuencia.

Del mismo modo, la norma IEC 61000-4-30 señala la necesidad de promediar en el tiempo las mediciones halladas para todos los índices de calidad de la energía. Para cada una de las dos técnicas de medida se definen sus intervalos temporales de agregación.

La norma IEC 61000-4-7 [IEC08] establece una técnica específica de medición de armónicos e interarmónicos. Esta norma se emplea en la instrumentación dedicada a la medición de la respuesta en frecuencia de la señal para sólo componentes frecuenciales menores de 9 kHz incorporados junto al armónico fundamental. La norma diferencia entre armónicos, interarmónicos y componentes hasta 9 kHz y por encima de las frecuencias armónicas. Se definen 4 tipos de agregaciones de barras espectrales, que son los grupos y subgrupos armónicos, y los grupos y subgrupos interarmónicos. Estos grupos y subgrupos utilizan las componentes espectrales de la señal analizada obtenidas mediante transformadas como la discreta de Fourier. En la fase de post-procesado del equipo medidor se realizan las operaciones necesarias para la agrupación de estas barras espectrales, así como las posibles agregaciones temporales según la antes citada norma IEC 61000-4-30 que se relaciona de este modo con la IEC 61000-4-7

De estas dos últimas normas se hablará de nuevo con más detalle en la sección 2.4 sobre la medición de interarmónicos y armónicos en el ámbito de la normativa IEC.

2.2.- Armónicos e interarmónicos.

Los armónicos son componentes espectrales, presentes en intensidades o tensiones, cuya frecuencia es un múltiplo entero de la fundamental de la red de alimentación, llamándose interarmónicos al resto de componentes espectrales cuya frecuencia no es múltiplo de la frecuencia fundamental. El conocimiento de los fenómenos electromagnéticos relacionados con los interarmónicos todavía se está desarrollando y en la actualidad hay un gran interés en este fenómeno, sobre todo por el uso cada vez más generalizado de sistemas electrónicos de potencia que provocan su aparición. Los interarmónicos están pues intercalados entre los armónicos de tensión o de corriente, y pueden presentarse bien como frecuencias discretas o bien como un espectro de banda ancha [IEC90].

Los «subarmónicos» son casos particulares de interarmónicos con frecuencias inferiores a la frecuencia fundamental. No obstante, la expresión aparece en abundantes referencias y es de uso común en la comunidad profesional.

Los armónicos e interarmónicos de la forma de onda analizada se definen en función de las componentes espectrales a lo largo de un rango determinado de frecuencias. En función de su frecuencia f estas componentes pueden clasificarse de la forma siguiente [IEE97]:

- Componente continua: $f = 0$ Hz, o sea $f = n \times f_1$ para un valor $n = 0$
- Componentes armónicos: $f = n \times f_1$ para valores $n > 0$ y enteros
- Componentes interarmónicos: $f = n \times f_1$ para valores $n > 0$ y no enteros
- Componentes subarmónicos: $0 \text{ Hz} < f < f_1$, o sea, $f = n \times f_1$ para valores $0 < n < 1$

donde f_1 es la componente fundamental de la red.

2.2.1.- Armónicos: causas y efectos.

Los armónicos son componentes espectrales cuya frecuencia es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental de la red de alimentación. La conexión a la red de cargas no lineales genera muchas de estas frecuencias armónicas. Cada una de dichas cargas consume una intensidad no lineal que recorre las impedancias de la red produciendo a su vez una caída de tensión también no lineal, que distorsiona la señal de voltaje de la red, influyendo también en el resto de cargas, sean o no lineales [HAN08] [ARR03].

Los armónicos son generados por equipos industriales como rectificadores y hornos de inducción y de arco. También son producidos por cada sistema de regulación electrónico que gobierna la corriente consumida por los dispositivos de los usuarios, y por componentes de redes eléctricas tales como dispositivos de generación, transporte y distribución de energía eléctrica. También son ejemplos de fuentes de armónicos algunos receptores de uso doméstico como balastos de lámparas fluorescentes, fuentes conmutadas de alimentación, bombillas de descarga y dispositivos que contienen motores, como ventiladores y sistemas de climatización, frigoríficos, etc. Los valores de distorsión armónica en la red de suministro se están incrementando continuamente debido al creciente uso de cargas no lineales. Por ello, si se conserva esta progresión, puede que en un futuro cercano se superen los valores umbrales permisibles establecidos en las normas.

Según la frecuencia, fase y amplitud de los armónicos, se producen diferentes efectos sobre los equipos conectados, entre los que pueden citarse [ARR03] [WAG93] [KAL17] [OTC19]:

- Los cables pueden soportar gradientes elevados de tensión y efecto corona, así como sufrir fallos de aislamiento por efecto de los armónicos.
- Los transformadores y condensadores pueden sufrir pérdidas y calentamientos que acorten su vida útil.
- Las alteraciones de la señal en sus valores de cresta y cruces por cero pueden provocar que los relés de protección sufran disparos inadecuados, así como que los fusibles sufran calentamiento e incluso fusión bajo intensidades normales.
- Pueden originarse errores de medición en los aparatos de medida basados en reactancia inductiva, porque suelen estar calibrados para una onda pura de tensión sin armónicos.
- Los balastos inductivos, usados en fluorescentes y lámparas de descarga, experimentan incrementos de temperatura.
- La transferencia de datos por la propia red eléctrica puede ser perturbada por armónicos próximos a la frecuencia de la portadora usada para estas transmisiones.
- La mayor parte de las fuentes de alimentación, que transforman la corriente alterna de la red eléctrica en corriente continua, están diseñadas bajo el supuesto de que no se generen tensiones armónicas que superen ciertos niveles umbrales. Estas pueden estar alimentando ordenadores y equipos electrónicos como autómatas, microprocesadores y robots, sistemas de comunicaciones, etc. Al superarse los niveles umbrales, pueden producirse pérdidas de datos o errores en la transmisión de datos, además de operaciones no previstas en la secuencia programada en robots controlados por ordenador. Concretamente, cuando existen armónicos en la tensión, algunas cargas electrónicas presentan distinta tolerancia a las modificaciones de la tensión suministrada. Las cargas que usan fuentes de alimentación electrónicas son más susceptibles de sufrir variaciones en la tensión suministrada dependiendo de la distorsión armónica existente [BAR02] [BAR06b].
- Los armónicos incrementan las pérdidas por calentamiento en redes eléctricas, sobre todo en motores, transformadores y conductores neutros, provocando una progresiva degradación de sus aislamientos y disminuyendo con ello su vida media útil [GHO15] [NEA16] [LOM16].

Debido a las consecuencias adversas de los armónicos mencionados anteriormente, ha sido necesario que estándares como los EN 50160 [EN010] e IEEE 519 [IEE92] definan unos límites de distorsión armónica, como ya se comentó en el apartado 2.1 sobre la normativa. Las formas de evaluar esta distorsión armónica tradicionalmente han sido dos:

- De forma individual, hallando su magnitud relativa $y_{H,h}$ como relación del valor eficaz $Y_{H,h}$ de la componente armónica h considerada entre el valor eficaz $Y_{H,1}$ de la componente fundamental: $y_{H,h} = Y_{H,h} / Y_{H,1}$ (donde Y puede ser corriente o tensión, sustituyéndose en cada caso por I o U respectivamente).
- De forma global, mediante la tasa de distorsión armónica total (conocida como *Total Harmonic Distortion* o *THD*) o relación del valor eficaz de la suma de todas las

componentes armónicas ($Y_{H,h}$) hasta un orden determinado ($h_{max.}$) entre el valor eficaz de la componente de frecuencia fundamental ($Y_{H,1}$):

$$THD_Y = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max.}} (Y_{H,h})^2}}{Y_{H,1}} = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max.}} \left(\frac{Y_{H,h}}{Y_{H,1}}\right)^2} = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max.}} y_{H,h}^2} \quad (2.1)$$

La forma individual de evaluación puede sustituirse por métodos de agrupamiento, como propone la normativa IEC 61000-4-7 que, además del propio armónico evaluado también tienen en cuenta la existencia de interarmónicos cercanos y la problemática de la no estacionariedad de todas estas componentes espectrales. Del mismo modo, el THD puede sustituirse por tasas de distorsión armónica total de grupo ($THDG$) y de subgrupo armónico ($THDS$), como se verá más adelante en la sección 2.4.

2.2.2.- Interarmónicos: causas y efectos.

Aunque los interarmónicos son perturbaciones tradicionalmente poco analizadas, los efectos por ellos producidos, junto con el aumento que se ha producido en las redes de distribución, han hecho que aumente la importancia de su análisis y medida [SAN18] [RAV19]. Los interarmónicos, por producirse a frecuencias no múltiplos de la fundamental de la red, son el mayor problema a la hora de realizar el análisis espectral de una señal [GUO19]. Si a esto se le añade la posible no estacionariedad y falta de sincronismo de muchos de ellos con la frecuencia de Fourier (o inverso del tiempo de ventana de adquisición, como se verá en la sección 2.3), el problema se acentúa si se desean utilizar las herramientas tradicionales de estimación espectral, como la transformada discreta de Fourier (DFT). Es por ello que se insistirá más en este apartado a la hora de describir los interarmónicos. Se incluirán además a los *subarmónicos* como un caso particular de interarmónicos.

Según [HAN04], hay dos mecanismos básicos para la producción de interarmónicos. El primero de ellos es la creación de bandas adyacentes en torno a la frecuencia fundamental del voltaje de alimentación y de sus múltiplos o armónicos, como resultado de variaciones en sus amplitudes y/o desfases. Estas bandas son causadas por cambios rápidos de corriente en equipos e instalaciones, que también pueden ser una fuente de fluctuaciones de tensión. Estas perturbaciones son generadas por cargas que trabajan en un estado transitorio, de forma constante u ocasional o, en muchos más casos, cuando se origina una modulación de amplitud. Estas perturbaciones suelen ser aleatorias, dependiendo de los cambios de carga propios de los procesos y dispositivos usados.

El segundo mecanismo de generación de interarmónicos es la forma de conmutar asincrónicamente o no sincronizadamente con la frecuencia fundamental de la red de distribución, de los interruptores electrónicamente controlados basados en dispositivos semiconductores y utilizados en convertidores estáticos de potencia. Ejemplos típicos de este segundo mecanismo son los convertidores que usan modulación de anchura de pulsos (*Pulse Width Modulation*, PWM) y los cicloconvertidores. Los interarmónicos que generan podrían estar situados en cualquier parte del espectro de frecuencia con respecto a los armónicos de la tensión de la red de suministro [HOL03] [LEO16] [SOL18].

Ambos mecanismos pueden producirse a la vez en una gran cantidad de equipos. Los interarmónicos se pueden generar para todos los posibles niveles de voltaje y además pueden transferirse entre niveles distintos, o sea, los interarmónicos generados en el sistema de baja tensión pueden inyectarse en los sistemas de media y alta tensión y viceversa. Su magnitud rara vez excede del 0,5% de la amplitud del armónico fundamental de la tensión, aunque pueden ocurrir niveles más altos bajo condiciones de resonancia.

Las fuentes básicas de interarmónicos pueden ser: hornos de arco, accionamientos eléctricos para cargas variables, equipos de soldadura, motores de inducción, convertidores electrónicos o estáticos (y en concreto variadores de frecuencia), señales de datos incorporadas a la señal de alimentación, etc. Los interarmónicos también pueden ser causados por oscilaciones que se producen al conectar bancos de condensadores, en los transformadores y motores cuando se saturan, y durante los procesos de conmutación. En el capítulo 4 de esta tesis se describirá con más detalle algunas de estas fuentes causantes de interarmónicos, (y subarmónicos, como caso particular de interarmónicos), referidas al caso concreto que más interesa, que son los variadores de frecuencia que excitan motores de inducción.

Las corrientes interarmónicas causan distorsión en la tensión en función de las magnitudes de cada componente espectral de intensidad y de la impedancia de la red de suministro a esas frecuencias [HAN04]. A mayores rangos de las componentes de frecuencia, mayores son los riesgos de aparición de fenómenos de resonancias no deseadas, lo que puede incrementar la distorsión del voltaje y causar sobrecarga o alteraciones en la normal actividad de las instalaciones y dispositivos de los clientes. Algunos de los efectos directos más usuales de los interarmónicos son los siguientes:

- Algunos efectos de tipo térmico.
- Oscilación en frecuencias bajas en dispositivos de tipo mecánico.
- Perturbaciones en lámparas fluorescentes y en el funcionamiento de equipos electrónicos. Pueden producirse alteraciones en el funcionamiento de equipos que se sincronicen usando los cruces por cero o bien las crestas de la tensión de alimentación (por cruces por cero espurios debidos a los interarmónicos).
- Interferencias con las líneas de protección y mando en redes de suministro eléctrico.
- Sobrecargas en los sistemas de filtrado pasivo debidas a los armónicos de orden elevado.
- Interferencias con las señales de comunicaciones.
- Perturbaciones como ruido en los amplificadores de audio.
- Saturaciones en los transformadores de intensidad.
- *Flicker* o parpadeo sobre algunos equipos de iluminación.

Las modificaciones en la amplitud del voltaje eficaz y el parpadeo (*flicker*) son las consecuencias más usuales de la existencia de interarmónicos. Las variaciones de amplitud y de fase se traducen en la aparición de bandas laterales interarmónicas alrededor de la frecuencia fundamental. En este sentido son más perjudiciales los interarmónicos por debajo del doble del fundamental (100 Hz). En particular, las modulaciones de amplitud con unos ± 15 Hz alrededor del fundamental causan parpadeo observable en las lámparas incandescentes y fluorescentes. También este parpadeo puede ser debido a las señales de datos incorporadas a la señal de alimentación, influyendo éstas sobre todo en las actuales lámparas de bajo consumo con balastos electrónicos.

Las técnicas de atenuación de las consecuencias de los interarmónicos incluyen tratar de reducir el nivel de emisiones y la sensibilidad de las cargas, así como tratar de reducir el acoplamiento de los sistemas de generación con sus cargas. Las técnicas usadas son las mismas que las empleadas con los armónicos.

Los subarmónicos en las ondas de tensión y corriente no tienen asignada una técnica de medida específica en los estándares internacionales. Presentan frecuencias menores a la fundamental y son motivados sobre todo por generadores eólicos, hornos de arco, cicloconvertidores, y adaptadores de potencia en la carga mediante sistemas moduladores de series de impulsos. También pueden aparecer subarmónicos como bandas laterales inferiores en el espectro de frecuencia, provocadas por la conexión de motores (por oscilaciones de par y velocidad, asimetrías en el rotor, etc.). Los subarmónicos constituyen un inconveniente todavía escasamente analizado en relación a su influencia en la calidad energética. Sobre los subarmónicos sólo se dispone de algunos textos sobre sus efectos en transformadores [TES05] [GAL04c], motores [ABR00] y el *flicker* lumínico que causan.

El efecto más directo de la absorción de intensidades subarmónicas es la alteración de la componente de frecuencia baja de tensión. Esta distorsión surge al modularse la componente fundamental de la tensión. Algunas de las consecuencias de los subarmónicos son [HAN04]: la disminución de la vida útil de los motores, el funcionamiento erróneo de los dispositivos usados en control remoto, transformadores con ciclo de histéresis asimétrico, el parpadeo en equipos de iluminación, las perturbaciones en los turbogeneradores, el disparo incorrecto en los tiristores, etc.

De todo lo expuesto anteriormente sobre los interarmónicos se puede concluir que la mayor parte de las veces las magnitudes y frecuencias de los voltajes e intensidades interarmónicas son valores aleatorios, que son consecuencia de muchos y complejos parámetros dentro de procesos transitorios [HAN04]. Sin embargo, la evaluación del valor y la frecuencia de los interarmónicos puede ser posible para un proceso particular (esta situación podría darse al medir el contenido armónico de un convertidor concreto conectado a una carga determinada). La normativa relativa a la medición de interarmónicos aún se está desarrollando, ya que hay una necesidad práctica de que ésta exista. En anexos de normas como la IEC 61000-4-7 pueden encontrarse recomendaciones sobre la forma de medirlos.

2.3.- Conceptos básicos sobre medida de armónicos.

2.3.1.- Introducción.

La mayor parte del instrumental de medición en el dominio frecuencial actúa adecuadamente sólo cuando hay armónicos y no interarmónicos en la señal medida. Muchos de estos instrumentos emplean un *phase locked loop* (PLL) para lograr el sincronismo con la frecuencia fundamental de la señal y muestrearla a lo largo de varios ciclos completos y luego estudiarla usando la transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*, FFT). La representación exacta del espectro de la señal mediante estas muestras de ciclo único sólo puede darse cuando la señal no presenta interarmónicos [HAN04]. En caso de que existiesen otras frecuencias interarmónicas (no sincronizadas con la ventana de medición) y/o la señal muestreada no fuese periódica en esta ventana temporal, los resultados serían erróneos.

La herramienta de análisis fundamental es la transformada de Fourier (*Fourier Transform*, FT). En la realidad se analiza la señal en un tramo de tiempo acotado (llamado ventana de muestreo o tiempo de medición tw) usando un número definido de muestras (M) de la señal real. Los resultados de la transformada discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform*, DFT) dependen de la elección de los valores de tw y M . El inverso del tiempo de ventana tw es la frecuencia fundamental de Fourier o resolución espectral Df (que más adelante también se llamará componente o línea espectral $f_{C,l}$). La DFT se emplea con la señal contenida dentro de la ventana de medición tw ; la forma de onda fuera de la ventana no se procesa, pero se supone que equivale a la señal contenida dentro de la ventana. De esta manera, la forma de onda real es reemplazada por otra virtual, con un período igual a la duración de la ventana tw .

No es difícil lograr el sincronismo entre el tiempo de muestreo y el periodo fundamental de la señal cuando se analizan formas de onda periódicas (también incluyendo armónicos o múltiplos enteros de ésta). No obstante, el análisis del problema se hace más difícil con interarmónicos. Los componentes interarmónicos presentan frecuencias no múltiplos enteros de la frecuencia fundamental, y pueden ser no estacionarios, lo que añade una dificultad adicional al proceso de medición.

La ventana de muestreo tw debería ser múltiplo de todos los periodos de las frecuencias contenidas en la señal. Por motivos de economía de tiempo de cálculo, además de por problemas debidos a la no estacionariedad de la señal (si aumenta la ventana de muestreo es posible que, en sucesivos periodos contenidos en ella, cambie la amplitud, fase y/o frecuencia de los armónicos e interarmónicos, dando lugar a bandas laterales [BOL06, p.p. 326-327]) la ventana de muestreo debería ser preferiblemente el mínimo común múltiplo de todos los periodos. Por ello, la frecuencia básica o de Fourier debería ser el máximo común divisor de la totalidad de componentes de frecuencia incluidas en la forma de onda. Debido a la presencia tanto de componentes armónicas como de interarmónicas, la frecuencia de Fourier es distinta a la frecuencia fundamental de la señal de la red y es generalmente muy baja.

Por ello esto podría ocasionar al menos tres problemas [HAN08, p.p. 197]:

- La ventana o tiempo de muestreo mínimo puede ser largo y por tanto el número de muestras elevado.
- Todo ello suponiendo además que la señal es estacionaria y que no se producen variaciones en el tiempo de la amplitud o fase del fundamental y sus armónicos (ni de la

amplitud o frecuencia de los posibles interarmónicos). Si la señal no es estacionaria resulta imposible usar una ventana de muestreo que contenga todos los períodos posibles. La ventana debería ser infinita si no se conocen con antelación los cambios temporales que puede sufrir la señal.

- Es imposible conocer de antemano todas las componentes frecuenciales de la forma de onda analizada y ello motiva que sea difícil pronosticar la frecuencia de Fourier.

Esto último puede ilustrarse mediante dos ejemplos. En el primero, se dispone de una señal que está compuesta por un armónico fundamental (50 Hz), un armónico (2500 Hz) y un interarmónico (71,2 Hz). Por lo tanto, la frecuencia fundamental de Fourier es de 0,4 Hz y es mucho menor que la frecuencia fundamental de 50 Hz. Esta frecuencia de 0,4 Hz es divisora de todas las frecuencias que componen la señal, y es conveniente que sea el máximo común divisor ya que así su inverso o ventana de muestreo sería el mínimo común múltiplo de todos los períodos, reduciendo así la necesidad de adquisición de datos. El período correspondiente a 0,4 Hz es de 2,5 s y en consecuencia el tiempo mínimo de muestreo es también de 2,5 s. Si la frecuencia de muestreo utilizada es de 10 kHz, que cumple el criterio de Nyquist por escaso margen (en realidad podría ser de 5 kHz o doble de la frecuencia más alta de 2,5 kHz), el mínimo número de muestras requeridas M será de 25000. Si no hubiera componente interarmónico (71,2 Hz), el tiempo mínimo de medición sería de 20 ms (la frecuencia fundamental de Fourier o máximo común divisor entre 50 y 2500 Hz es precisamente 50 Hz con periodo de 20 ms) y la cantidad de muestras M sería de 200, es decir, $20 \cdot 10^{-3} \text{ s} \times 10 \cdot 10^3 \text{ samples/s} = 200$ muestras.

En el segundo ejemplo, la señal a estudiar está compuesta por un armónico fundamental de 50 Hz y un componente armónico de 2500 Hz, cuyas amplitudes oscilan sinusoidalmente siguiendo respectivamente frecuencias de 0,1 Hz y de 5 Hz. Todas estas componentes se intermodulan produciendo 4 interarmónicos de 49,9 Hz, 50,1 Hz, 2495 Hz y 2505 Hz. Por ello, la frecuencia de Fourier calculada debe ser de 0,1 Hz, el tiempo de muestreo de 10 s, y el número de muestras mínimo M es 100.000.

Como puede apreciarse, el hecho de aparecer frecuencias interarmónicas provoca que sea necesaria una gran ventana de muestreo tw para poder abarcar en ella un número entero de períodos de todas las componentes espectrales y, consecuentemente, que el número de muestras M necesarias sea mayor que si no hubiera interarmónicos. En la práctica, con motivo de las restricciones de software y hardware, el número de muestras M no debe superar un número máximo (por limitaciones como memoria u otro *hardware*, y/o tiempo de ejecución), y esto también limita el tiempo de medición. El uso de una ventana temporal de medida distinta al período de Fourier produce que la señal en el final tenga una discontinuidad respecto a la señal en el principio de la ventana de muestreo. Ello provoca errores en la caracterización de las componentes frecuenciales conocidos como «fuga espectral». Una solución posible a este problema es el uso, para una señal variable en el tiempo, de una ventana de tiempo ponderada antes del análisis con la transformada de Fourier. Usualmente se utilizan 2 tipos de ventanas de muestreo: la ventanas rectangular y de Hann.

Además, si la señal fuese no estacionaria (suelen ser de naturaleza no estacionaria los interarmónicos contenidos en la red) podría ser necesario por ello aumentar la ventana de muestreo, disminuyendo de este modo la resolución temporal. Esto también equivale a reducir, como se acaba de ver, la frecuencia de Fourier o separación entre líneas espectrales, que es lo mismo que aumentar la resolución espectral. Lo anterior se debe al Principio de

Incertidumbre [OPP99] [BOL06] [TIM09], que dice que no es posible aumentar a la vez la resolución frecuencial y la temporal. Esto significa que con señales no estacionarias, en las que pudiese ser preciso agrandar la ventana o tiempo de muestreo, ello conllevaría perder resolución temporal pese a ganar resolución espectral. De ahí la necesidad de establecer un compromiso entre ambas resoluciones, que además tenga en cuenta la naturaleza de estas señales, tal como trata de resolver la normativa (sección 2.4).

2.3.2.- El análisis de Fourier.

En esta sección se introducen conceptos sobre el análisis frecuencial de señales con la transformada de Fourier que son necesarios para describir posteriormente el proceso de medición de interarmónicos y armónicos bajo los estándares IEC.

El desarrollo en serie de Fourier está basado en suponer que la onda analógica estacionaria $f(t)$ es posible expresarla como la adición de infinitos términos senoidales, que se verán reducidos a M términos cuando se digitalice la señal tomando sólo M muestras representativas:

$$f(t) = c_0 + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cdot \text{sen}\left(\frac{k}{N} \omega_1 t + \varphi_k\right) \quad (2.2)$$

donde:

$$c_k = |b_k + ja_k| = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (2.3)$$

$$Y_{C,k} = \frac{c_k}{\sqrt{2}} \quad (2.4)$$

$$\varphi_k = \pi + \arctan\left(\frac{a_k}{b_k}\right) \quad \text{si } b_k < 0 \quad ; \quad \varphi_k = \arctan\left(\frac{a_k}{b_k}\right) \quad \text{si } b_k > 0 \quad (2.5)$$

$$b_k = \frac{2}{tw} \int_0^{tw} f(t) \cdot \text{sen}\left(\frac{k}{N} \omega_1 t\right) dt \quad (2.6)$$

$$a_k = \frac{2}{tw} \int_0^{tw} f(t) \cdot \text{cos}\left(\frac{k}{N} \omega_1 t\right) dt \quad (2.7)$$

$$c_0 = \frac{1}{tw} \int_0^{tw} f(t) \cdot dt \quad (2.8)$$

Siendo: ω_1 la frecuencia angular de la componente armónica fundamental, $\omega_1 = 2\pi f_{H,1} = 2\pi f_1$; tw la duración o anchura de la ventana temporal sobre la que se aplica la transformada de Fourier, $tw = N \cdot T_1$ donde $T_1 = 1/f_1$; N el número de periodos del fundamental $f_{H,1}$ incluidos en la ventana temporal; k el número ordinal (orden de la componente espectral, $k = 0, 1, 2 \dots M-1$ cuando se digitalice con M muestras) relativo a la resolución frecuencial ($f_{C,1} = 1/tw$); c_k la amplitud de la componente con frecuencia $f_{C,k} = k \cdot (f_{H,1}/N) = k \cdot (1/tw)$; c_0

la componente continua de la señal; $Y_{C,k}$ el valor eficaz de la componente c_k y φ_k es el ángulo de fase de la línea espectral k .

Cuando $|a_k|$ y $|b_k|$ son muy pequeños se hace $\varphi_k = 0^\circ$, ya que puede haber errores al medir desfases con magnitudes tan bajas. El símbolo Y se sustituye, según se requiera, por el símbolo I para la corriente o por el símbolo U para la tensión.

Tras el análisis de Fourier se obtiene como resultado el espectro frecuencial de la forma de onda, descrito mediante un grupo de parejas de coeficientes, c_k y φ_k . Una pareja cualquiera de estos coeficientes expresa la fase y la amplitud de una onda senoidal que dura ilimitadamente. Las líneas espectrales o frecuenciales son cada una de estas señales seno, y son usadas para la representación tradicional de la señal analizada en el dominio de la frecuencia. Se puede recuperar la forma de onda de la señal en el tiempo a partir de sus líneas espectrales, obteniendo de nuevo la suma de las señales seno en el dominio temporal. La transformada inversa de Fourier es precisamente esta operación inversa de restauración de la señal original.

Según el Teorema del Muestreo [PRO07] [OPP99], las barras espectrales se reparten de forma uniforme por todo el eje frecuencial, a partir de 0 Hz hasta llegar al centro de la frecuencia f_s de muestreo. Se llama frecuencia de Nyquist a esta frecuencia máxima (a partir del medio de la frecuencia de muestreo se obtiene el mismo espectro de la señal duplicado, por lo que no interesa considerarlo). La resolución frecuencial con que se ha realizado la medida es la distancia en hertzios entre dos barras espectrales, que coincide con el inverso de la ventana o tiempo de muestreo.

Estas definiciones se aplican únicamente a las señales en régimen permanente. Generalmente, la serie de Fourier se calcula digitalmente, es decir en forma de una Transformada de Fourier Discreta (*Discrete Fourier Transform*, DFT). La señal analógica $f(t)$ a analizar se muestrea, se digitaliza y se almacena. Cada grupo de M muestras forma una ventana temporal en la que se calcula la DFT. Siguiendo los criterios de desarrollo en serie de Fourier, la anchura de la ventana tw determina la resolución frecuencial $f_{C,1} = 1/tw$. En consecuencia, es preciso que la anchura de la ventana tw sea un múltiplo entero N del periodo de la componente fundamental T_1 de la tensión de la red: $tw = N \cdot T_1$. La frecuencia de muestreo es en este caso $f_s = M/(N \cdot T_1)$, donde M es el número de muestras en tw , (o lo que es lo mismo: $T_s = (N \cdot T_1)/M = \text{tiempo total de muestreo}/n^\circ \text{ total de muestras}$). Por ello, la resolución frecuencial también puede obtenerse como $1/tw = 1/(N \cdot T_1) = f_s/M$. En estas condiciones de sincronización, la componente armónica $f_{H,h}$ de orden h con relación a la frecuencia fundamental ($f_{H,h} = h \cdot f_{H,1}$) se presenta como la componente espectral $f_{C,k}$ de orden $k = h \cdot N$ (luego $h \cdot f_{H,1} = (k/N) \cdot f_{H,1} = f_{H,h} = f_{C,h \cdot N} = f_{C,k} = k \cdot f_{C,1}$).

Dicho de otro modo, cuando una componente espectral k sea múltiplo del número N de periodos de la frecuencia fundamental incluidos en la ventana temporal es debido a que esa componente espectral es también un armónico. El índice H califica la variable I o U como armónico, el índice C como cualquier componente espectral, sea armónica o interarmónica.

El desarrollo en serie de Fourier supone que la señal analizada es periódica y que se repiten indefinidamente los valores representativos de ella tomados en su ventana de muestreo, por lo que dicha ventana ($tw = N \cdot T_1$) debe cumplir también ser al menos el mínimo común múltiplo

de todos los periodos de las frecuencias contenidas en la señal, y no sólo de T_1 . En otros términos, la resolución frecuencial o frecuencia de Fourier ($f_{C,1} = 1/tw$) debe ser un máximo común divisor de todas las frecuencias que contenga la señal a analizar. De este modo el periodo o ventana de muestreo constituye exactamente una cantidad entera de periodos de cualquier componente armónica de la señal. En caso contrario se producirá el fenómeno llamado fuga espectral, obteniendo errores tanto en la ubicación como en la magnitud de las frecuencias obtenidas mediante el desarrollo en serie de Fourier respecto a la señal original analizada.

Antes de realizar la DFT, las muestras en la ventana temporal se pueden ponderar multiplicándolas por una función simétrica particular, conocida como ventana. No obstante, es preferible utilizar una ventana de ponderación rectangular, que multiplica cada muestra por el número uno, para las señales periódicas y en muestreo síncrono.

La DFT suele ser a su vez efectuada con un método normalizado llamado *Transformada Rápida de Fourier (FFT)*, el cual incrementa la eficacia en el cómputo permitiendo unos tiempos de cálculo cortos al reducirse el número de operaciones a realizar, como se verá más adelante en el apartado 2.3.5.

2.3.3.- Efectos indeseados.

El objetivo principal de utilizar la DFT es poder aproximar la FT de una señal continua en el tiempo. La DFT es discreta tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia, y tiene dos propiedades importantes: es periódica con la frecuencia de muestreo, y es simétrica con respecto a la frecuencia de Nyquist. Para aplicar sin error la transformada discreta de Fourier, deben cumplirse los siguientes supuestos [TIM09, p.p. 9, 151-152]:

- 1.- Que la señal sea estrictamente periódica (o sea, estacionaria).
- 2.- Que la frecuencia de muestreo adopte un valor múltiplo entero de la componente fundamental, siendo así completo o entero el número de periodos muestreados.
- 3.- Que la frecuencia de muestreo valga al menos el doble de la frecuencia más alta presente en la señal a analizar (teorema de Shannon-Nyquist).
- 4.- Que cada frecuencia presente en la señal tenga un valor múltiplo entero del armónico fundamental, o mejor aún, que la totalidad de las componentes interarmónicas y armónicas de la señal sean de frecuencias múltiplos de la resolución espectral o frecuencia fundamental de Fourier Df . Además, la frecuencia fundamental del sistema debe ser múltiplo de la frecuencia de Fourier, por lo que todos los armónicos también serían múltiplos de la frecuencia de Fourier. A éstos habría que añadir también las componentes interarmónicas que también fueran múltiplos de esta resolución espectral Df , y así cada ventana de adquisición contendría un número entero de periodos de cada componente armónica y de las interarmónicas que coincidieran con las líneas espectrales.

Además, cuando se utiliza la FFT, puede ser necesario, según el algoritmo que se utilice para calcular la FFT, tener un número de muestras que sea una potencia entera de dos; aunque no estrictamente necesario, tal como se verá en el apartado 2.3.5.

Cuando los supuestos anteriores se cumplen, los resultados de la DFT son exactos; pero si no se cumple alguno de ellos, en general, pueden darse tres problemas: *aliasing* o alias de frecuencias, *leakage* o fuga espectral y el efecto *picket-fence*, efecto valla o empalizada.

El *aliasing* se origina a partir de la presencia de frecuencias en la señal por encima de la frecuencia de Nyquist ($fs/2$). Aunque puede anteponerse un filtro *antialiasing* paso-bajo analógico a la entrada del sistema de adquisición, antes del muestreo; además, también debe prestarse atención al ruido introducido en el sistema de medición después de este filtro.

La fuga espectral es causada por la ineluctable medida de la señal dentro de un intervalo de tiempo finito (y por ello, la DFT se realiza sobre una serie finita de muestras de señal). Este efecto aparece aunque la señal sea no estacionaria y precise por ello tiempo ilimitado de observación. También aparece cuando la señal es estacionaria y la ventana o tiempo de medida elegido no contiene periodos completos exactos de todas las componentes armónicas de la señal. Es inevitable y puede ser mitigada mediante el uso de funciones ventana. Si la señal es periódica y se utilizan un número entero de periodos de todas las frecuencias para el análisis, no debería haber fuga espectral. En caso contrario, parte de la energía correspondiente a la frecuencia analizada se dispersa o fuga hacia frecuencias adyacentes, pudiendo aparecer además una componente continua debida a haber muestreado, dentro de la ventana de observación, un número no entero de periodos de dicha frecuencia y siendo por tanto no simétrica en el tiempo (cuyo valor medio o continua entonces no es cero).

El efecto empalizada se debe a que los cálculos espectrales están limitados a frecuencias que coincidan con las líneas espectrales o múltiplos de la resolución o frecuencia de Fourier Df . Por tanto, la observación del espectro obtenido mediante la DFT es similar a mirar a través de una especie de empalizada formada por dichas líneas espectrales (como si éstas fueran transparentes y opaco el espacio entre ellas). Debido a que el comportamiento exacto se observa sólo en puntos discretos, los principales picos del espectro continuo podrían estar entre dos puntos discretos y el pico podría no ser detectado correctamente. Esto ocurre cuando la señal contiene interarmónicos, provocando el aumento de los coeficientes de Fourier de líneas espectrales vecinas. No obstante, aquellas componentes interarmónicas que coincidan con las líneas espectrales no deberían dar lugar a fuga espectral ni a este efecto empalizada. Pero aquellas frecuencias que no sean múltiplos de la resolución espectral darán lugar a fugas hacia las líneas espectrales más próximas. Para minimizar el efecto empalizada debería aumentarse la resolución frecuencial, haciendo para ello mayor el tiempo o ventana de muestreo (pero en ese caso, se perdería resolución temporal, necesaria si la señal es no estacionaria).

Los errores de sincronización se producen si la frecuencia fs de muestreo y la frecuencia fundamental del sistema no se sincronizan correctamente; entonces, la fuga espectral y el efecto empalizada se producen simultáneamente. Se puede demostrar [TIM09, p.p. 152] que el valor del fasor del armónico k -ésimo tiene un error proporcional al error de sincronización de frecuencia, e inversamente proporcional al orden del armónico. Los fasores, que deberían ser cero, se desvían más o menos de la misma manera, pero ahora proporcionalmente al valor de la frecuencia de muestreo fs . Por lo tanto, si la medición está mal sincronizada, la presencia de un armónico fuerte impide una evaluación precisa de los otros armónicos más pequeños.

En las redes de alimentación presentes en islas y archipiélagos, la exactitud de la frecuencia de red puede ser por ejemplo del orden de 1%. En estos casos, la sincronización es indispensable y se puede utilizar un PLL, por ejemplo. La DFT también puede ser utilizada para analizar más de un periodo de la frecuencia fundamental. El efecto de fuga es menos dominante en este caso. Este método se utiliza en el estándar IEC 61000-4-7, a expensas de un intervalo de observación más largo.

2.3.4.- Ventanas para el análisis espectral de señales.

La transformada discreta de Fourier sólo utiliza una longitud de registro finita de la señal muestreada. Por tanto, se puede considerar la señal de entrada a la DFT como el resultado de multiplicar la señal original por una función de ventana. Esta multiplicación, en el dominio del tiempo, provoca una convolución en el dominio de la frecuencia, influyendo en las características espectrales de la señal muestreada [OPP99], [PRO07].

Si la duración de esta ventana y el periodo de muestreo no están sincronizados con todas las componentes armónicas presentes en la señal, ya se vio que podía producirse fuga espectral y efecto empalizada. Si el tamaño de esta ventana no permite contener una cantidad entera de periodos de la forma de onda analizada, al finalizar el periodo de adquisición se originará un recorte o, al contrario, se sumará un trozo del ciclo posterior de la forma de onda, introduciéndose una discontinuidad entre los valores de los extremos de la ventana, que motivará la fuga espectral. Para disminuir sus efectos, antes de realizar la DFT, las muestras en la ventana temporal se ponderan frecuentemente multiplicándolas por una función simétrica particular (función ventana). Las muestras temporales de los extremos del conjunto de datos se pesan con factores próximos a cero, y los datos centrales del conjunto con factores próximos a la unidad. Se llama «enventanado» al proceso completo para limitar el tiempo de muestreo y además ponderar el valor de las muestras.

En la literatura [HAR78] [CHI15a] [SUN18] [WEN18] [ORU19] se han propuesto un gran número de ventanas diferentes, cada una diseñada con alguna finalidad o aplicación determinada. Con todas ellas se busca disminuir la discontinuidad de la señal analizada en los extremos de la ventana de adquisición, de tal forma que se decremente el error en los valores de cada una de las barras espectrales. Esencialmente son expresiones analíticas cuyo valor en el dominio del tiempo tiende a cero en sus bordes. No obstante, para las señales periódicas, si además el muestreo es síncrono, es preferible utilizar una ventana de ponderación rectangular que multiplica cada muestra por el número uno.

Tan importante como la forma temporal de la ventana ($w[n]$) es su respuesta en frecuencia ($W(e^{j\omega})$). Si la señal muestreada ($x[n]$) se pesa temporalmente con una ventana, el espectro de la señal resultante $v[n] = x[n]w[n]$ es la convolución (periódica) del espectro de la señal $X(e^{j\omega})$ con el de la propia ventana $W(e^{j\omega})$. De ahí que para alterar lo menos posible el espectro de la señal, el espectro de la ventana debería ser similar a un impulso. Pero, por otra parte, esto se traduciría en que la ventana temporal sería infinitamente larga, y por lo tanto no cumpliría con el objetivo de seleccionar un conjunto finito de datos [PAO11].

La mejor ventana es aquella que tiene la menor duración temporal y el menor ancho de banda, pero éstos son criterios contrapuestos, y es precisamente esta situación de compromiso (entre longitud y ancho de banda) lo que ha dado lugar al desarrollo de un gran número de ventanas con diferentes características.

Aunque se han definido varios índices que permiten caracterizar el desempeño de una ventana, hay dos que sobresalen sobre el resto: el ancho de banda de la ventana (relacionado con el ancho del lóbulo central o principal), y la atenuación relativa de sus lóbulos adyacentes respecto al principal. Estos dos parámetros son fácilmente determinables a partir del gráfico de su respuesta en frecuencia de la figura 2.1. El objetivo de una ventana es concentrar la

contribución a una frecuencia dada tratando de reducir la cantidad de fuga a través de los lóbulos laterales.

La aplicación de una ventana a una señal (ya sea de forma intencional o no, pues el sólo hecho de truncar una señal es equivalente a pesar o ponderar la señal con la ventana rectangular) ocasiona pérdida de resolución y fuga espectral:

- La disminución de la resolución, es decir la imposibilidad de distinguir dos componentes de frecuencia muy próximas entre sí, se debe principalmente a la anchura del lóbulo principal de $W(e^{j\omega})$.
- La severidad de la fuga espectral, que se manifiesta por la influencia de una de las componentes frecuenciales sobre las demás, depende de la amplitud relativa del lóbulo principal respecto a los lóbulos laterales de $W(e^{j\omega})$.

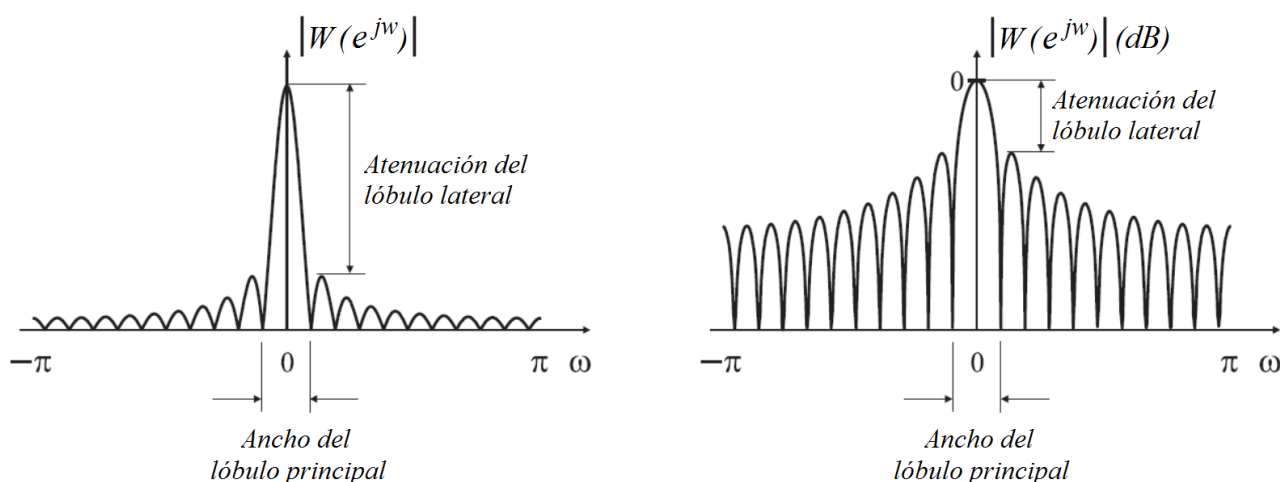


Figura 2.1 Anchura del lóbulo principal y atenuación de los lóbulos laterales de la respuesta en frecuencia de una ventana genérica, en módulo (izquierda) y en dB (derecha).

En general, la anchura del lóbulo principal es inversamente proporcional a la longitud M de la ventana, mientras que la amplitud de los lóbulos laterales es función de la forma de la ventana. Al seleccionar una ventana se busca un doble fin: conseguir la mejor resolución frecuencial posible, y para ello la ventana usada debe presentar el lóbulo central o principal de su curva de respuesta espectral tan angosto como sea posible; que las barras espectrales estén lo menos afectadas por la aportación de interferencias de componentes de otras frecuencias. Esto último se logra si los lóbulos secundarios tienen el nivel más pequeño posible. Estos dos objetivos de la respuesta espectral de la función ventana están muy interrelacionados y por ello será siempre bueno lograr un compromiso entre la amplitud de los lóbulos secundarios y la anchura en hertzios del lóbulo principal.

Si los lóbulos laterales no decaen rápidamente, aún frecuencias lejanas podrían interferir en la estimación de amplitud (fuga de largo alcance). Por ello, es deseable que la ventana no sólo exhiba lóbulos laterales de pequeña amplitud, sino también que la transición del lóbulo principal a los lóbulos laterales sea rápida. De aquí que el comportamiento de una ventana respecto a la fuga espectral se caracterice con el nivel de atenuación de los lóbulos laterales más cercanos al lóbulo principal, y la pendiente de decrecimiento asintótico de la envolvente de dichos lóbulos, como se muestra en la figura 2.2.

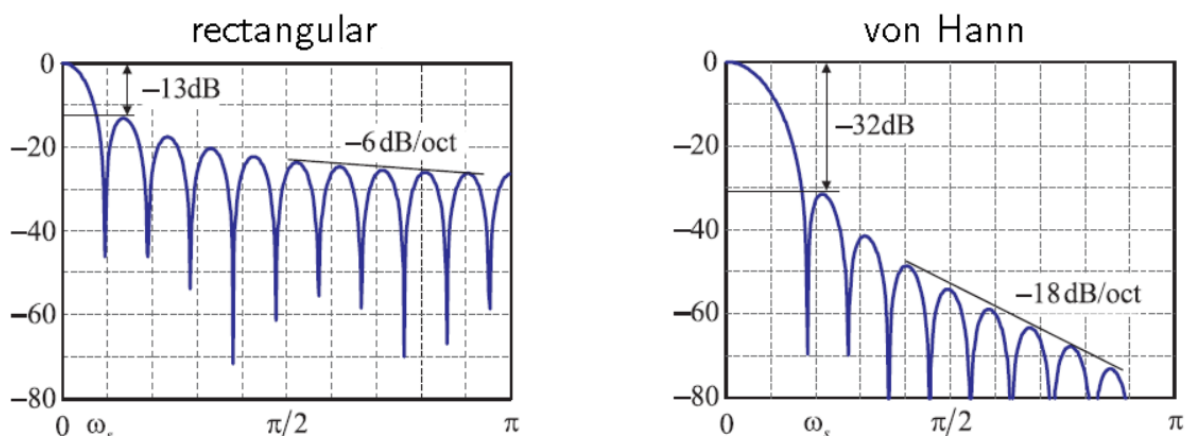


Figura 2.2 Atenuación y pendiente de decrecimiento de los lóbulos laterales de las ventanas rectangular y de Hann [PAO11].

Si el procesamiento (enventanado + DFT) se aplica a tramos que no se solapan entre sí, se ignora una parte importante de la sucesión original, ya que la ventana tiende a cero en las muestras cercanas a los extremos. Si la transformada se utiliza para detectar tonos de corta duración, el análisis efectuado con segmentos de la señal que no se solapan puede omitir algún evento, sobre todo si éste ocurre cerca de los extremos de la ventana. Para evitar la pérdida de datos, es frecuente calcular las distintas DFT de tramos de la sucesión original que contengan elementos comunes. Es habitual que el solapamiento sea de un 50 % o un 75 %. Aunque se incrementa el volumen de cálculo requerido, pues para analizar la sucesión debe calcularse un número mayor de DFT, las ventajas obtenidas justifican el esfuerzo adicional.

Se han desarrollado muchos tipos de ventanas diferentes, que en general llevan el nombre de quienes las propusieron por primera vez. Como característica común en el dominio del tiempo presentan una variación suave desde su valor mínimo (usualmente cero) hasta su valor máximo (lo que disminuye la amplitud de sus lóbulos laterales en el dominio de la frecuencia, minimizando a su vez la fuga espectral) a costa de aumentar el ancho del lóbulo principal (perdiendo resolución). Algunas ventanas típicas son la rectangular, la de von Hann (también conocida como ventana de Hann o erróneamente de Hanning), la de Hamming, la de Kaiser-Bessel, Blackman, etc. [HAR78]. Para la medida según la normativa IEC, y para aplicaciones de instrumentación en general, las más usadas son la rectangular y la de Hann.

La función ventana rectangular adopta el valor «1» durante el periodo de adquisición y «0» fuera de dicho periodo. O sea, las M muestras consideradas son ponderadas con valores unitarios: $w[n] = 1$ si $0 \leq n \leq (M-1)$; 0 en caso contrario.

Aunque la ventana rectangular es la que tiene el lóbulo principal más angosto (véase la figura 2.3), sus lóbulos laterales son importantes y decaen lentamente. Por ello esta ventana rectangular presenta la mejor resolución espectral puesto que simboliza la energía total de una señal tono, es decir, si la señal contiene una frecuencia múltiplo de la resolución básica, su medida sería exacta y sin entregar energía a sus barras espectrales contiguas. Pero, debido a sus poco atenuados lóbulos laterales, cada barra espectral tiene peor resolución de cara a las interferencias procedentes de otras componentes espectrales no contiguas; y por ello una fracción de la energía de una barra espectral es posible que proceda de otras componentes frecuenciales. Ésta es una ventana de aplicación muy sencilla en el dominio tiempo, y muy fácil de analizar en el dominio frecuencial. Sin embargo, la baja atenuación de los lóbulos laterales hace que la fuga espectral sea importante.

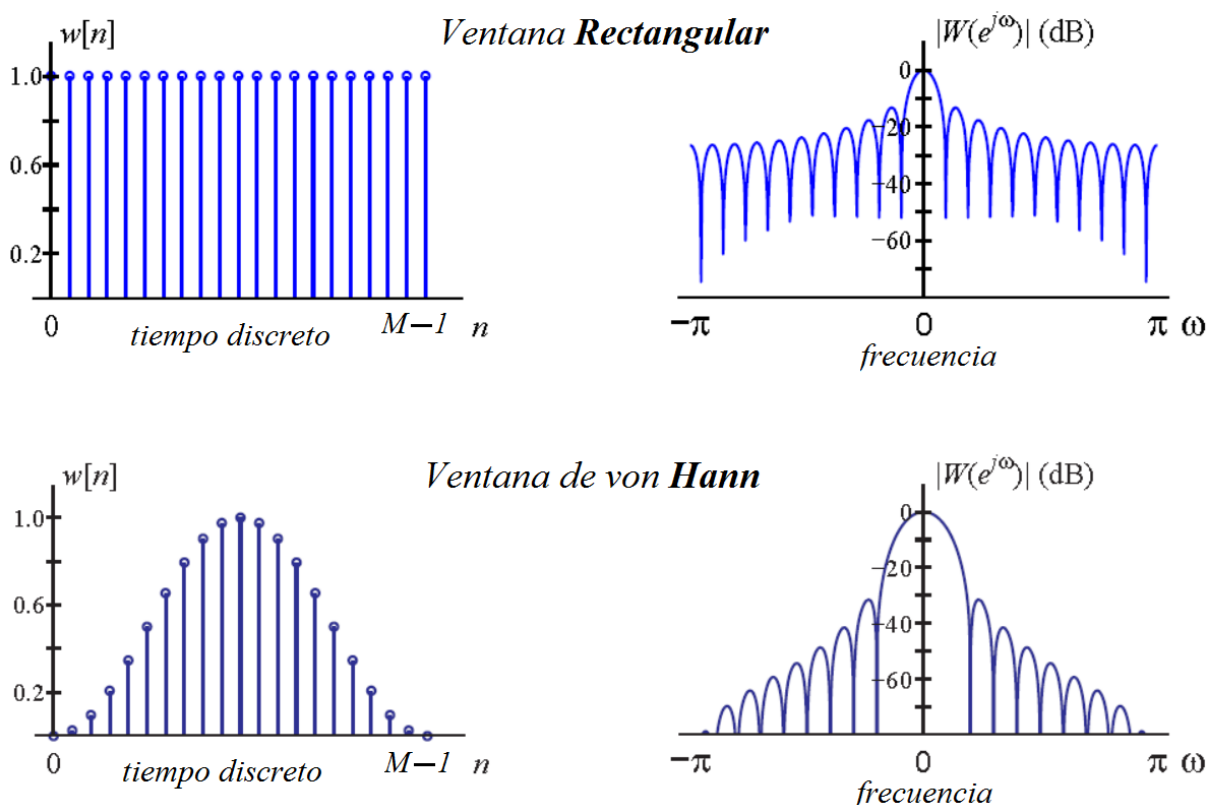


Figura 2.3 Funciones ventana rectangular y de Hann en el dominio temporal y espectral [PAO11].

Al ser de tipo coseno cuadrado, la ventana de Hann presenta unos valores temporales, usados para la ponderación de los valores muestreados, que se forman con señales senoidales: $w[n] = \frac{1}{2} (1 - \cos(2\pi n/M))$ si $0 \leq n \leq (M-1)$; 0 en caso contrario.

La ventana de Hann fuerza a cero las muestras de los extremos de la ventana temporal, y además añade algo de distorsión a la señal tratada, siguiendo la forma de una amplitud modulada. La modulación de amplitud en una señal ocasiona bandas laterales en su respuesta frecuencial que dan lugar a una disminución de la resolución espectral. Si se tiene una señal formada por un tono puro sincronizado con la ventana de muestreo y con amplitud unitaria, surgen tres líneas o barras espectrales: una barra en igual posición que el tono de ganancia 0,5 p.u. con relación al tono estudiado, y dos barras espectrales contiguas de amplitud la mitad que la de la barra espectral central. La amplitud obtenida de la señal ponderada por la ventana de Hann también es errónea, puesto que se anula la mitad de la señal durante la fase de ponderado. Esto puede llegar a corregirse multiplicando los niveles del espectro por dos [GAR13], como se muestra en la figura 2.4.

La ventana de Hann es muy utilizada para analizar el contenido espectral de una señal. Aunque el lóbulo principal tiene un ancho que es el doble del de la ventana rectangular, y por ello tiene una resolución frecuencial peor que la ventana rectangular. Sin embargo, la rápida caída de los lóbulos laterales permite resolver componentes frecuenciales cercanas con una menor fuga espectral. Resumiendo, esta ventana mitiga la fuga de largo alcance, pero genera fuga de corto alcance; al contrario que la ventana rectangular [DAN06].

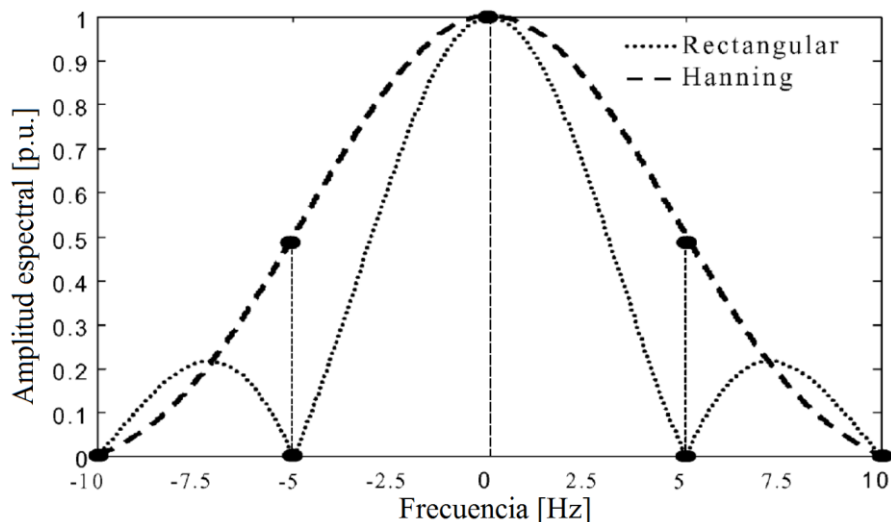


Figura 2.4 Espectro de ventanas rectangular y Hann (-10, 10Hz) para $t_w = 0,2$ s [TES04].

A. Testa ([TES04]) y otros ([GAL00a], [GAL00b]) han analizado la fuga espectral en el estudio de las barras espectrales de la transformada discreta de Fourier provocado por los interarmónicos no sincronizados con ambas ventanas recomendadas en la norma 61000-4-7. A pesar de que defienden que el rendimiento de la ventana de Hann es mejor que el de la función ventana rectangular, J. Barros y R.I. Diego ([BAR06a], [BAR06c]) y [TAR09b] obtienen resultados que demuestran que la ventana rectangular es la mejor en cualquiera de las agrupaciones definidas por la citada norma. Los resultados de este estudio dependen de las dos características que la transformada discreta de Fourier permite obtener de las formas de onda ponderadas con los dos tipos de ventanas [DIE06]:

- Con tonos síncronos (en este caso múltiplos de 5 Hz) y ponderación con la función ventana de tipo rectangular, la DFT asigna la energía total a una barra espectral única, y, en cambio, si se ponderan las muestras usando ventana de Hann, la transformada discreta de Fourier asigna energía a la barra espectral con la misma frecuencia que dicho tono y también a las 2 barras más contiguas o adyacentes (véase de nuevo la figura 2.4).
- Con tonos no sincronizados, la DFT reparte la energía por todas las barras espectrales con ambos tipos de ventanas, rectangular y de Hann. No obstante, con la ventana de Hann la energía es agrupada sobre todo en las barras espectrales más cercanas a la frecuencia del tono. O sea, para un tono no síncrono la ventana de Hann dispersa menos la energía que la ventana rectangular (véase figura 2.2).

Estas conclusiones son importantes para esta tesis a la hora de razonar más adelante la influencia del valor concreto del tiempo de agregación, (ver norma 61000-4-30), en la mejora de los valores obtenidos en las agrupaciones armónicas descritas por la otra norma 61000-4-7: cuando coexisten en la misma agrupación espectral un tono armónico (síncrono) con otro segundo tono de frecuencia variable que suma al primero su fuga espectral. Esta es la situación que puede darse habitualmente cuando se midan grupos armónicos en los que coexistan tonos de amplitud y fase constante (armónicos) con otros tonos asíncronos que producen fuga (interarmónicos motivados por diversas causas como un convertidor, fallos en un motor de inducción, ...).

2.3.5.- Algoritmos para el cálculo de la transformada de Fourier.

La DFT y la FFT han jugado un papel fundamental en el procesamiento de señales digitales. Los algoritmos para hallar tanto la DFT como la FFT se han inventado (y reinventado) con muchas variantes. Algunos de los algoritmos más importantes se resumen en la figura 2.5.

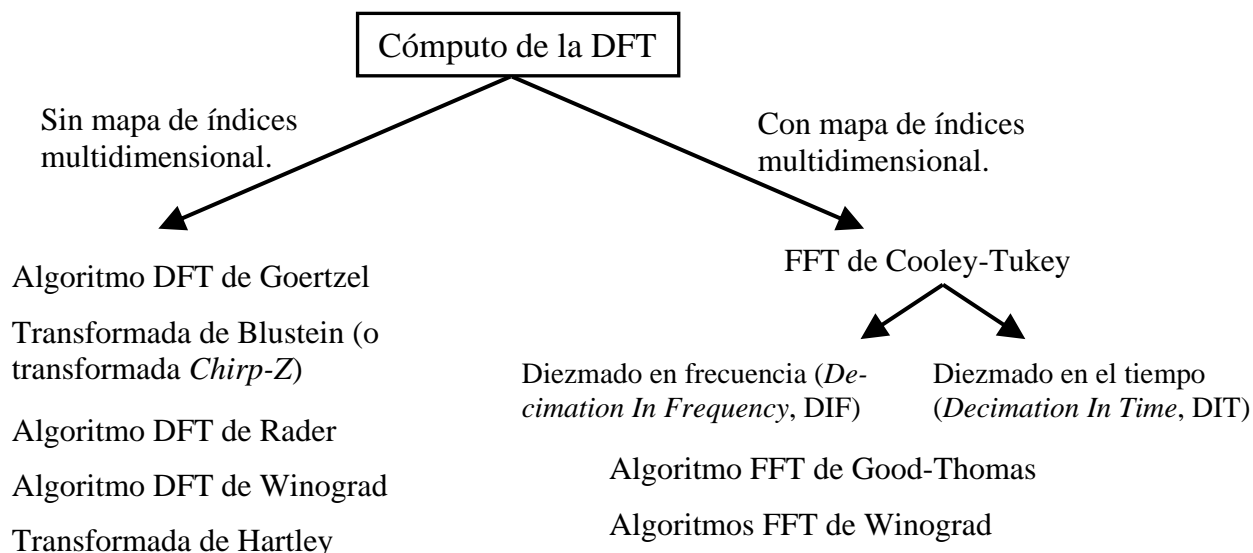


Figura 2.5 Clasificación de los algoritmos para el cálculo de la DTF y de la FFT [MEY14].

Siguiendo la terminología introducida por Burrus [BUR77], los algoritmos FFT se clasifican simplemente por los mapas de índices (multidimensionales) de sus secuencias de entrada y de salida. Por ello se denominan «algoritmos DFT» a todos los algoritmos que no utilicen un mapa índice multidimensional; aunque algunos de ellos, tales como los algoritmos DFT Winograd, ya dispongan de un esfuerzo computacional reducido. Los algoritmos DFT y FFT no tienen por qué usarse por separado: las implementaciones más eficientes a menudo resultan ser una combinación de ambos algoritmos. Por ejemplo, la combinación del algoritmo para números primos de Rader y el «Good-Thomas FFT» da lugar a excelentes implementaciones en circuitos integrados VLSI de gran escala de integración. Existen numerosos ejemplos de diseño de FFT con implementaciones utilizando DSPs, ASICs y FPGAs para las transformadas [LAV96] [PAN96] [VIT05] [XIN14].

Los cuatro algoritmos DFT más importantes son los de Bluestein (o transformada *Chirp-Z*), Goertzel, Rader, y Winograd; los tres algoritmos FFT más utilizados, en términos de esfuerzo computacional, son los de Cooley–Tukey, Good–Thomas y Winograd. Un estudio más detallado de los algoritmos DFT y FFT está cubierto en publicaciones de procesado digital de la señal [OPP99] [PRO07] [PAO11], y otras más específicas [NUS90] [BUR85] [ELL82].

Las anteriores técnicas tratan sobre la implementación práctica de la DFT propiamente dicha, otras son variantes de éstas que en realidad lo que optimizan es la forma de realizar el enventanado y sincronismo para evitar los conocidos efectos de fuga espectral y efecto empalizada. En la literatura aparecen numerosas variaciones de la DFT, con el objetivo de mitigar la influencia de los efectos mencionados anteriormente, y mejorar su precisión. En [CAC10] se puede consultar una pequeña comparativa entre diferentes implementaciones de

la DFT, incluyendo métodos de adaptación del ancho de la ventana de adquisición ([ZHU07] [DIE13]) y Transformada de Fourier Discreta Extendida (EDFT), denominada así en [CAC10], pero denominada también como DFT iterativa o (IDFT) en otros artículos [ZHA08].

Los métodos de adaptación del ancho de la ventana de adquisición se basan en la modificación de la ventana de adquisición para encontrar la ventana óptima que minimice la fuga espectral al eliminar el efecto del truncamiento de la señal. En [ZHU07], se adapta el ancho de la ventana de adquisición mediante un proceso iterativo. Otra solución, también iterativa, es la propuesta en [DIE13]. En este artículo, los autores proponen una estimación de la frecuencia del fundamental mediante aproximaciones sucesivas midiendo la fuga espectral de alguna de las barras laterales próximas al fundamental y variando al mismo tiempo el número de muestras contenidas en la ventana de adquisición.

La DFT iterativa es presentada en [CAC10] y comparada con las otras variantes de ventana de ancho variable y DFT normal. En [ZHA08] los autores realizan una descripción detallada de qué es una DFT Iterativa y cómo se calcula, así de cómo se realiza el proceso de aplicar la misma para la obtención de los armónicos e interarmónicos presentes en una señal.

Como se verá a continuación, en la normativa IEC se propone el uso de una ventana con un ancho de 0,2 s, pero siempre ajustado a un número entero de periodos de la frecuencia fundamental realmente medida en cada ciclo. De este modo, en realidad la ventana no es de un ancho fijo exacto de 0,2 s. Para los casos en que la frecuencia de muestreo sea constante, si el ancho de ventana es variable, entonces el número de muestras también cambiará en cada iteración para calcular el contenido armónico de la señal. Por tanto, en dichos casos la DFT se realiza con un número no constante de puntos en cada iteración. Si se usa el paquete *Matlab* para su cálculo, y concretamente la función «fft», en realidad en cada iteración el tipo de algoritmo-DFT usado por el sistema es probablemente distinto a la iteración anterior, ajustándose al más adecuado para el número de puntos actual de la misma. Al no disponer de un número de muestras constante es inútil tratar de optimizar el algoritmo al más rápido para cada valor concreto (podría hacerse usando el comando «fftw» de Matlab). Por ello, el retardo puede ser ligeramente distinto en cada iteración de este sistema de análisis, así como los recursos hardware lo serían también en caso de querer implementarlo con circuitos VLSI. No obstante, para un análisis *off-line* en que no importen tanto los retardos, puede utilizarse esta herramienta tan potente ejecutada mediante computador y evitar así tener que adaptar las muestras de la ventana original a un número concreto constante de puntos para así facilitar el cálculo hardware de la DFT, usando interpolaciones u otras técnicas. De este modo, se trabaja con la secuencia originalmente muestreada y no es necesario que el número de puntos sea potencia entera de dos puntos, ni otras restricciones.

2.4.- Medición de armónicos e interarmónicos en el marco de la normativa IEC.

2.4.1.- Los estándares IEC para medida de armónicos.

Las normas internacionales más importantes para la medición armónica en redes de suministro son la norma IEC 61000-4-7 [IEC08] y la norma IEEE 519 [IEE92]. Esta última se ha estado revisando de cara a añadir criterios semejantes a los establecidos en los estándares de la IEC de cara al proceso de medición de interarmónicos y armónicos en intensidades y tensiones; pero en el resto de esta sección se empleará la norma IEC, por ser de obligado cumplimiento en Europa.

También es necesario referirse a la norma IEC 61000-4-30 [IEC14] de técnicas de medición de la calidad de la red de suministro, debido a que las técnicas que describe esta norma pueden influir parcialmente en la medición armónica, sobre todo en lo relacionado con las agregaciones temporales de los resultados de las mediciones de la norma IEC 61000-4-7.

En este apartado se va a estudiar la normativa de medición de armónicos e interarmónicos establecida por la IEC, que usa la transformada de Fourier como instrumento básico de análisis y la agrupación de barras espectrales de la forma de onda analizada con objeto de representar mejor el espectro frecuencial según la actual situación de la red eléctrica.

Aunque las normas internacionales de medición armónica señalan el uso de la transformada de Fourier para el análisis de las señales de intensidad y de tensión, tampoco descartan el posible uso de otras herramientas de análisis armónico, indicando el posible uso de la transformada wavelet en la norma IEC 61000-4-7 para realizar esta misma función. Ello es debido a que, como se ha indicado anteriormente, los resultados obtenidos con la DFT son correctos para señales estacionarias y periódicas, y siempre que también se usen ventanas de adquisición sincronizadas con todos los periodos contenidos en la señal. Con objeto de obviar parcialmente los límites que presenta la transformada de Fourier para el análisis de esta clase de señales, se han planteado otros métodos de medición, entre los que sobresalen el método adaptativo de Prony, el filtrado de Kalman, la técnica de estimación de parámetros de la señal por medio de técnicas de invarianza rotacional (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique*, ESPRIT), la técnica de clasificación de señal múltiple (*Multiple Signal Classification*, MUSIC) y el ya mencionado análisis wavelet. En un apartado posterior también se analizarán el estado actual de uso y las características de estos otros métodos alternativos, insistiendo algo más en la transformada wavelet, puesto que esta técnica se propone en la normativa IEC como técnica alternativa a la transformada de Fourier para el análisis armónico de la señal.

El uso cada vez mayor de cargas no lineales así como de otras pulsantes, no estacionarias ni tampoco sincronizadas con el periodo fundamental de la señal de la red, está transformando el contenido del espectro frecuencial de las intensidades y voltajes en todas las redes de suministro, provocando un incremento progresivo del número de armónicos fluctuantes en el tiempo así como de componentes de frecuencias interarmónicas, tanto sincronizadas como no sincronizadas con el periodo fundamental. Debido a esta problemática, es necesaria una mejora de las técnicas de medida que permita solucionar los límites que la transformada de Fourier sufre en estas situaciones, para así poder determinar adecuadamente el contenido espectral de las señales de intensidad y de tensión en redes eléctricas de suministro. Dada la variabilidad temporal de las señales (en amplitud, fase y frecuencia) proporcionadas en concreto por los convertidores de frecuencia, puede ser necesario entonces obtener un compromiso entre la resolución espectral y la temporal a la hora de elegir la ventana o tiempo de muestreo durante el que se realizan las medidas; incluso que ésta pueda tener un tamaño dinámico según el tipo de señal a analizar, rango de frecuencias... Por ello, es conveniente realizar un análisis en tiempo-frecuencia para el tratamiento de este tipo de señales, además de una combinación de técnicas de promediado y de ciclos de medida suficientemente largos.

Una de estas técnicas puede ser la recomendada por la normativa específica de medida de calidad de señales eléctricas para el caso de armónicos e interarmónicos por el IEC, según la cual se realizan dos niveles de agrupamientos de medidas.

Un primer nivel de agrupamientos, descrito en la norma IEC 61000-4-7, es de frecuencias en grupos y subgrupos, armónicos e interarmónicos, con una resolución espectral fija de 5 Hz (tanto para suministros de 50 Hz como de 60 Hz, razón por la que se va a extender esta resolución a otras frecuencias similares generadas por convertidores de frecuencia), o sea con ventanas de siempre 0,2 s. Esta aparente baja resolución frecuencial posibilita que cada barra espectral, equiespaciada de la siguiente en 5 Hz, absorba en parte la energía de los interarmónicos de su alrededor y, además, al no ser grande el tiempo de ventana, la influencia de los cambios de amplitud/fase en el tiempo de la señal de salida del convertidor es menor que si la resolución/ventana fuese mayor. En un sentido más amplio, los valores recomendados por la normativa EN 50160 [EN010] (realmente por la «Application guide to the European Standard EN 50160», [APP95, p.p. 26, 40]) pueden oscilar entre: 0,1 s - 0,5 s para armónicos quasi-estacionarios; 0,16 s - 0,32 s para armónicos fluctuantes; y entre 0,08 s - 0,16 s para los armónicos con cambios rápidos (cuanto más brusco es el cambio recomiendan un menor tiempo de ventana). Puede apreciarse pues que el valor de ancho de ventana de 0,2 s indicado en las normas IEC está prácticamente incluido en cualquiera de las tres clases de variaciones de armónicos.

Para los armónicos e interarmónicos altos, esta misma normativa recomienda, en uno de sus anexos, realizar agrupaciones más amplias, respetando siempre los 0,2 s – 5 Hz de resolución, alrededor de múltiplos del armónico principal más distanciados (en el caso de los convertidores ya no puede decirse armónico alto como múltiplo del fundamental, ya que puede ser un grupo de frecuencias formado alrededor de un múltiplo de la frecuencia de conmutación, con armónicos separados simétricamente en cantidades dependientes del fundamental, del índice de modulación o amplitud actual de la señal, o dependientes del deslizamiento en el caso de bandas laterales debidas a asimetrías en el rotor).

Todavía se puede sintetizar aún más el comportamiento armónico de la señal analizada si se hallan parámetros como la Tasa de Distorsión Armónica Total de Grupo (*THDG*) y de Subgrupo (*THDS*), reemplazando así a la ya conocida y tradicional *THD* que no tenía en cuenta los interarmónicos ni el resto de problemas de medida comentados para las señales analizadas, como se verá en la sección 2.4.2.2.

La norma IEC 61000-4-30 (sobre técnicas de medición de la calidad de la red eléctrica de suministro) también describe la agregación en el tiempo de los resultados elementales obtenidos en las mediciones realizadas siguiendo la anterior norma IEC 61000-4-7. Este segundo nivel de agrupamientos es en el tiempo, tomando sucesivas medidas hasta completar 3 s (15 mediciones de 0,2 s), que podrían ampliarse hasta otros niveles superiores en duración. Este grupo de 3 s (hallado como la raíz cuadrada de la media de cuadrados de los grupos armónicos obtenidos en esos 3 s) tiene en cuenta los sucesivos cambios en el tiempo que haya podido haber en la amplitud/fase de la señal medida, además de la fuga espectral debida a la moderada resolución frecuencial usada, haciendo una especie de media de todas estas variantes. Los grupos y subgrupos armónicos e interarmónicos obtenidos en esta nueva agrupación, ahora temporal, pueden darnos una medida del comportamiento del conjunto convertidor-carga a lo largo del tiempo teniendo en cuenta la complejidad y variabilidad de este contenido armónico.

El uso de estos estándares IEC permite además un compromiso entre los diferentes objetivos, tales como la necesidad de precisión, simplificación y unificación.

2.4.2.- Agrupaciones en el dominio de la frecuencia: norma IEC 61000-4-7.

La norma IEC 61000-4-7 [IEC08] define una técnica de medición de interarmónicos y armónicos que abarca las técnicas de ensayo y medición. Esta norma se destina al instrumental dedicado a la medición del espectro de señales eléctricas en la red de suministro, contemplando sólo las componentes frecuenciales por debajo de 9 kHz, distinguiendo entre componentes armónicos, interarmónicos y aquéllos cuyas frecuencias superen el rango armónico pero hasta únicamente 9 kHz.

En esta norma se expone una metodología de muestreo y, para estudiar el contenido frecuencial de la señal, se señala la DFT como instrumento primordial de análisis. En algunos casos, sin embargo, las formas de onda del sistema de potencia se caracterizan por componentes espectrales que la DFT no puede capturar con precisión suficiente debido a la resolución de frecuencia fija y / o el fenómeno de la fuga espectral. Por ello también la norma propone otros métodos de análisis alternativos como el basado en wavelets.

También en esta norma se expone la estructura básica del instrumento de medición, que está formado por un convertor A/D, una ventana de muestreo junto con un adecuado sistema de sincronismo, y un procesador que ejecute la transformada DFT y obtenga la amplitud y fase de cada una de las componente espectrales contenidas en la señal analizada, tal como se observa en la Salida 1 mostrada en la figura 2.6.

Se define una ventana de muestreo de unos 200 ms que coincide con el tiempo abarcado en 12 periodos del fundamental para una red de suministro de 60 Hz (ó 10 ciclos para la de 50 Hz). Por ello, la resolución frecuencial de las barras espectrales obtenidas a partir de esta ventana será de 5 Hz. Debido a ello, la frecuencia fundamental de una red de 60 Hz coincide con la duodécima barra espectral de la Salida 1.

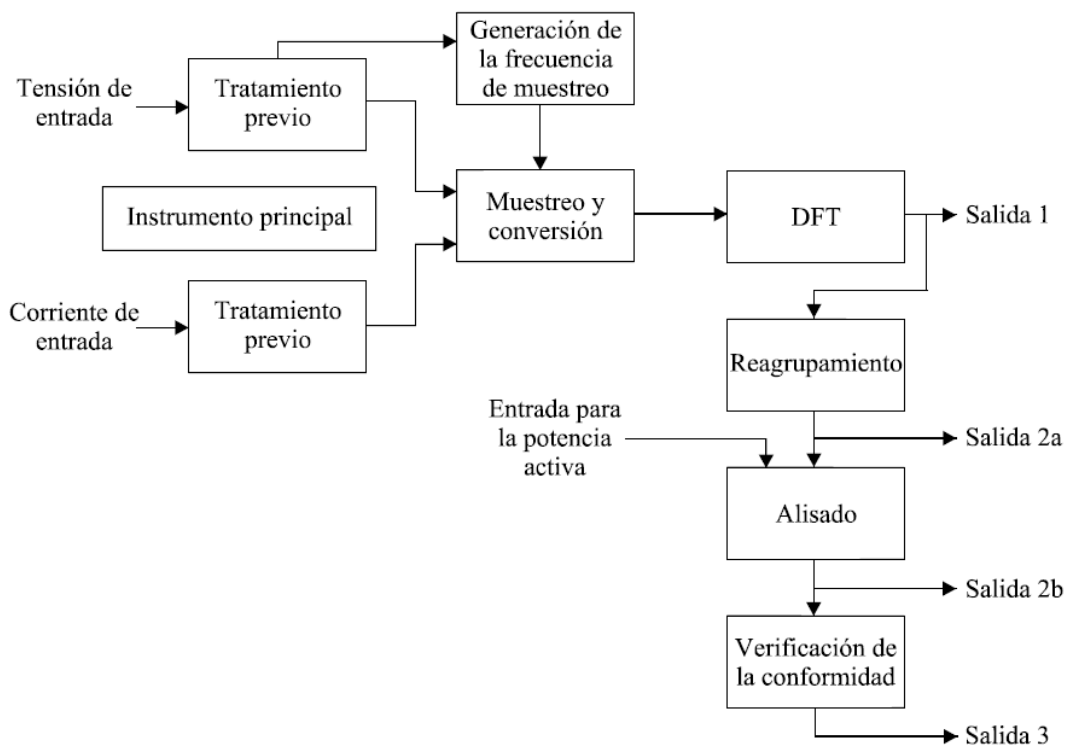


Figura 2.6 Diagrama global del instrumento de medición de la norma IEC 61000-4-7.

El periodo de muestreo debe ser continuo, o sea, tiene que permanecer invariable midiéndolo desde la última muestra de la anterior ventana de análisis hasta la primera muestra de la ventana siguiente. Y también se especifica que este muestreo debe sincronizarse con la frecuencia fundamental, al menos para las mediciones de armónicos a frecuencias más bajas; no siendo necesaria esta sincronización para componentes espectrales que superen el rango armónico y no alcancen los 9 kHz.

Observando la figura 2.6 puede apreciarse que se usa la tensión en vez de la corriente para sincronizar las medidas (la frecuencia fundamental de tensión siempre es la de mayor amplitud, no siendo siempre así el fundamental de la corriente [HAN08, p.p. 196]; por lo que es más fácil filtrar y usar el armónico fundamental de la tensión para sincronizarlo con la ventana de muestreo).

Se establece en esta misma norma el uso de la ventana de tipo rectangular para señales periódicas si se mantienen las condiciones de sincronismo, aunque la norma admite el posible uso de la ventana tipo de Hann si se produjeran pérdidas de sincronismo entre el periodo fundamental de la señal muestreada y la ventana de adquisición. Cuando hay pérdida de sincronismo los datos adquiridos tienen que ser marcados.

2.4.2.1.- Agrupaciones armónicas.

El cómputo preciso de armónicos es una tarea difícil y que a menudo conduce a una difusión de componentes espectrales, incluso con muestreo síncrono; por este motivo se incluyó el concepto de «agrupación». Un armónico dado es entonces evaluado utilizando no sólo su línea espectral, sino también un grupo de líneas alrededor del armónico buscado. El concepto de agrupación es particularmente útil para la evaluación de interarmónicos. Permite que sólo se determinen los componentes espectrales que se encuentren en intervalos de 5 Hz y sus múltiplos, por lo que por ejemplo encontrar el interarmónico 278 Hz no es posible, ya que no existe tal línea espectral. La energía de este componente se distribuye en varias líneas espectrales adyacentes. El valor aproximado del interarmónico buscado puede ser dado por el valor de este grupo de componentes o subgrupo [HAN08, p.p. 198].

El estándar IEC 61000-4-7 define cuatro agrupaciones diferentes de barras espectrales (obtenidas tras realizar la DFT sobre la señal de la red de suministro): los grupos armónicos e interarmónicos y los subgrupos armónicos e interarmónicos. Estas agrupaciones en frecuencia tienen como objetivo perfeccionar la medición del espectro frecuencial, intentando reducir los efectos de los inconvenientes de la transformada de Fourier. La resolución espectral usada en todos los agrupamientos es siempre de 5 Hz (tanto para suministros de 50 Hz como de 60 Hz, razón por la que se podría extender esta resolución a otras frecuencias similares generadas por un convertidor), o sea con ventanas de adquisición de siempre 0,2 s.

Cada agrupación de líneas espectrales presenta un valor eficaz hallado mediante la agregación del valor eficaz de cada una de las barras espectrales que forman cada grupo. Debido a ser relevantes en capítulos posteriores, se incluirán aquí algunas de las definiciones dadas por el propio estándar necesarias para conocer estas técnicas de agrupamiento en frecuencia, (más adelante, al estudiar la norma IEC 61000-4-30, se hablará de agrupaciones en el tiempo; formadas a su vez por estas agrupaciones espectrales):

- Valor eficaz de un armónico, $Y_{H,h}$, es el r.m.s. de las componentes que tienen frecuencias armónicas en el procesado de señales no senoidales. Normalmente, armónico es lo mismo que componente armónica y coincide con el módulo de aquellas barras espectrales cuyas frecuencias sean múltiplos enteros de la fundamental. El símbolo Y se sustituye, según se requiera, por el símbolo I para la corriente o por el símbolo U para la tensión. El índice H califica la variable I o U como armónico; el índice C como cualquier componente espectral, sea armónica o interarmónica.
- Valor eficaz de una componente espectral, $Y_{C,k}$, es el valor eficaz de una componente cuya frecuencia es un múltiplo del inverso de la duración de la ventana temporal. El intervalo de frecuencia entre dos componentes espectrales consecutivas es el inverso del ancho de la ventana temporal, aproximadamente 5 Hz para los fines de la norma 61000-4-7. La componente armónica $Y_{H,h}$ es idéntica a la componente espectral $Y_{C,k}$ con $k = h \cdot N$, (por lo que $Y_{H,h} = Y_{C,h \cdot N}$).
- Valor eficaz de una componente interarmónica, $Y_{C,i}$, es el r.m.s. de una componente espectral $Y_{C,i} = Y_{C,k \neq h \cdot N}$ cuya frecuencia está comprendida entre dos frecuencias armónicas consecutivas. Por brevedad, esta componente puede designarse simplemente como «interarmónico». Hay una diferencia entre la verdadera componente interarmónica producida como una componente física por un equipo, por ejemplo, a 123,666 Hz, y una «componente espectral» calculada por el instrumento como resultado del análisis de la forma de onda, por ejemplo, a 125 Hz (la frecuencia del tramo de la FFT). La componente espectral es también la componente armónica para $h \cdot N$ donde h es el entero indicativo del h -simo armónico.
- Valor eficaz del grupo armónico, $Y_{g,h}$, es el r.m.s. de un armónico y de las barras espectrales que le son contiguas en la ventana temporal. Se halla como la raíz cuadrada de la agregación de los cuadrados de los valores eficaces de todas las barras espectrales consideradas, dando así la suma de los contenidos energéticos del armónico propiamente dicho y de las barras espectrales vecinas:

$$Y_{g,h}^2 = \frac{1}{2} \cdot Y_{C,(N \cdot h) - (N/2)}^2 + \sum_{j=(-N/2)+1}^{(N/2)-1} Y_{C,(N \cdot h)+j}^2 + \frac{1}{2} \cdot Y_{C,(N \cdot h) + (N/2)}^2 \quad (2.9)$$

donde $Y_{C,(N \cdot h)+j}$ es el valor eficaz de la barra espectral asignada a un tramo de salida o línea espectral de la DFT, $(N \cdot h)+j = k$ es el orden de las componentes espectrales, e $Y_{g,h}$ es el valor eficaz resultante del grupo armónico.

En la normativa modificada IEC 61000-4-7:2002/A1:2008 se presentan las definiciones para cualquier frecuencia fundamental, sea de 50 o de 60 Hz (donde N es en general el número de líneas o barras espectrales entre armónicos sucesivos, igual a la frecuencia fundamental dividida entre la resolución espectral, por ejemplo, $60\text{Hz}/5\text{Hz} = N = 12$).

Se usará esta generalización más adelante para hacer agrupaciones con otras frecuencias fundamentales, también múltiplos de 5 Hz, pero no necesariamente siempre iguales a las frecuencias estándares de 50 o 60 Hz, como pueden ser las proporcionadas por los variadores de frecuencia comerciales que alimentan motores de inducción.

Por ejemplo, para el caso de $f_1=50$ Hz ($N=10$), la definición anterior adopta la expresión:

$$Y_{g,h}^2 = \frac{1}{2} \cdot Y_{C,(10 \cdot h)-5}^2 + \sum_{j=-4}^{+4} Y_{C,(10 \cdot h)+j}^2 + \frac{1}{2} \cdot Y_{C,(10 \cdot h)+5}^2 \quad (2.10)$$

Y para el caso más concreto del noveno armónico ($h=9$):

$$Y_{g,9}^2 = \frac{1}{2} \cdot Y_{C,85}^2 + \sum_{j=-4}^{+4} Y_{C,90+j}^2 + \frac{1}{2} \cdot Y_{C,95}^2 \quad (2.11)$$

- Valor eficaz del grupo interarmónico, $Y_{ig,h}$, es el r.m.s. de las barras espectrales interarmónicas contenidas dentro del tramo entre las barras espectrales correspondientes a 2 armónicos consecutivos (al grupo interarmónico se le designa como la primera de ellas, por ejemplo el grupo entre $h = 4$ y $h = 5$ se designa por $Y_{ig,4}$):

$$Y_{ig,h}^2 = \sum_{j=1}^{N-1} Y_{C,(N \cdot h)+j}^2 \quad (2.12)$$

Por ejemplo, para $f_1=50$ Hz ($N=10$), el grupo interarmónico de orden 11 adopta la expresión:

$$Y_{ig,11}^2 = \sum_{j=1}^9 Y_{C,110+j}^2 \quad (2.13)$$

Para mayor claridad, en la figura 2.7 se representan estos dos últimos ejemplos de grupos armónico e interarmónico.

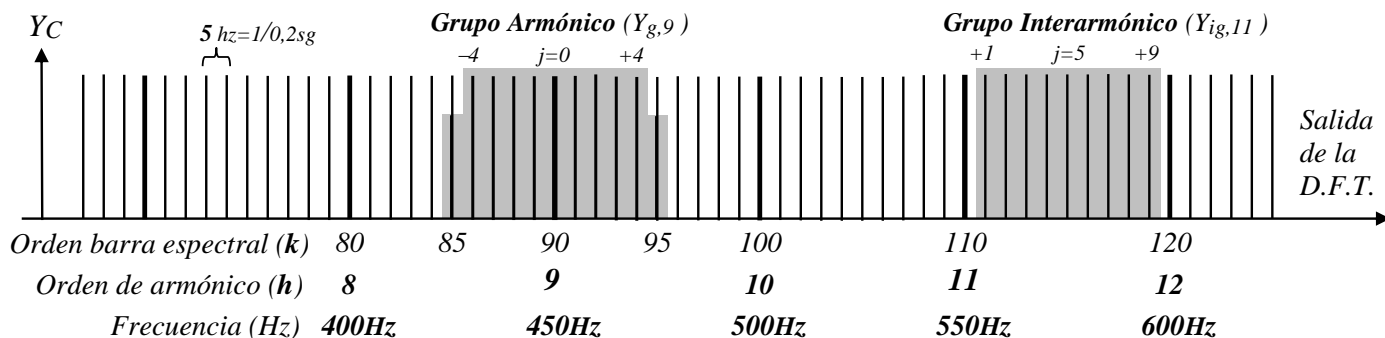


Figura 2.7 Ilustración del grupo armónico de orden 9, $Y_{g,9}$, y del grupo interarmónico de orden 11, $Y_{ig,11}$, para el caso de $f_1=50$ Hz.

Generalmente, las componentes espectrales asociadas a las componentes interarmónicas varían no sólo en amplitud sino también en frecuencia. Un reagrupamiento de las barras espectrales contenidas en el intervalo entre dos componentes armónicas seguidas forma un grupo interarmónico. Este reagrupamiento proporciona un valor global de las componentes espectrales situadas entre dos armónicos discretos, que incluye los efectos de las fluctuaciones de las componentes armónicas. También se recomienda el empleo del método de reagrupamiento para cargas fluctuantes.

- Valor eficaz del subgrupo armónico, $Y_{sg,h}$, es el r.m.s. o raíz cuadrada de la adición de los cuadrados de los valores eficaces de una barra espectral armónica y de las 2 barras que le son contiguas:

$$Y_{sg,h}^2 = \sum_{j=-1}^{+1} Y_{C,(N \cdot h)+j}^2 \quad (2.14)$$

El análisis por la transformada de Fourier supone que la señal es estacionaria. Sin embargo, la amplitud y/o fase de la tensión en la red puede fluctuar, difundiéndose así la energía de las componentes armónicas hacia las frecuencias de las componentes espectrales adyacentes. Para una evaluación más precisa de las componentes armónicas, éstas se agrupan con sus componentes espectrales adyacentes formando un subgrupo armónico.

- Valor eficaz del subgrupo interarmónico centrado, $Y_{isg,h}$, es el r.m.s. de las barras espectrales interarmónicas contenidas dentro del tramo entre las barras espectrales correspondientes a dos armónicos consecutivos, a excepción de las dos barras espectrales contiguas a las dos armónicas:

$$Y_{isg,h}^2 = \sum_{j=2}^{N-2} Y_{C,(N \cdot h)+j}^2 \quad (2.15)$$

Los efectos de las fluctuaciones de las amplitudes y de las fases de los armónicos no estacionarios se reducen en parte excluyendo de la ecuación (2.12) las bandas laterales por ellos provocadas, o sea las directamente adyacentes a las frecuencias armónicas, resultando el subgrupo interarmónico centrado $Y_{isg,h}$.

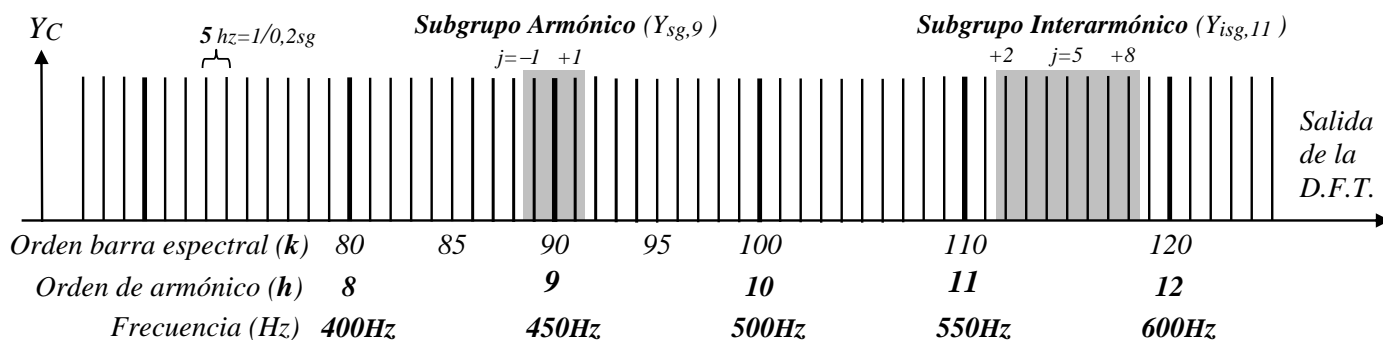


Figura 2.8 Ilustración del subgrupo armónico de orden 9, $Y_{sg,9}$, y del subgrupo interarmónico centrado de orden 11, $Y_{isg,11}$, para el caso de $f_1=50$ Hz.

Según aconseja la norma [IEC08] (ver anexo-A de la modificación del 2008, pag. 22) si se evalúan sólo los armónicos, se aplica el procedimiento de reagrupamiento de la ecuación (2.9). Si se requiere evaluar tanto armónicos como interarmónicos, pero por separado, (como cuando se evalúan equipos susceptibles de producir interarmónicos, como son los convertidores que alimentan motores), las componentes espectrales directamente adyacentes a un armónico se reagrupan junto con este armónico para formar un subgrupo armónico de orden h , mientras que las otras componentes espectrales interarmónicas no adyacentes forman el subgrupo interarmónico centrado de orden h .

Tras la realización de las agrupaciones antes definidas, estas tienen que ser entregadas en la Salida 2a del diagrama global del instrumento de medición indicado en la figura 2.6.

2.4.2.2.- Tasas de distorsión armónica para las agrupaciones espectrales.

La tasa de distorsión armónica total THD es la relación entre el valor eficaz de la suma de todas las componentes armónicas ($Y_{H,h}$) hasta un orden especificado ($h_{max.}$) y el valor eficaz de la componente fundamental ($Y_{H,1}$), tal como ya se mostró en la ecuación (2.1).

Si se usan los agrupamientos armónicos descritos anteriormente, es necesario emplear otras tasas de distorsión armónica que usen los grupos y subgrupos armónicos, en lugar de los valores discretos de cada armónico, a la hora de evaluar cada expresión. La norma IEC 61000-4-7 también define estas otras dos tasas de distorsión armónicas:

- Tasa de distorsión armónica total de grupo $THDG$: es la división del valor eficaz de los grupos armónicos ($Y_{g,h}$) entre el valor eficaz del grupo asociado con la componente fundamental ($Y_{g,1}$).

$$THDG_Y = \sqrt{\sum_{h=h_{min.}}^{h_{max.}} \left(\frac{Y_{g,h}}{Y_{g,1}} \right)^2} = \frac{\sqrt{\sum_{h=h_{min.}}^{h_{max.}} (Y_{g,h})^2}}{Y_{g,1}} \quad \text{donde } h_{min.} \geq 2 \quad (2.16)$$

- Tasa de distorsión armónica total de subgrupo $THDS$: es la relación del valor eficaz de los subgrupos armónicos ($Y_{sg,h}$) entre el valor eficaz del subgrupo asociado con la componente fundamental ($Y_{sg,1}$).

$$THDS_Y = \sqrt{\sum_{h=h_{min.}}^{h_{max.}} \left(\frac{Y_{sg,h}}{Y_{sg,1}} \right)^2} = \frac{\sqrt{\sum_{h=h_{min.}}^{h_{max.}} (Y_{sg,h})^2}}{Y_{sg,1}} \quad \text{donde } h_{min.} \geq 2 \quad (2.17)$$

En las dos ecuaciones anteriores el símbolo Y se sustituye, según se requiera, por el símbolo I para corriente o U para tensión; tal como se comentó para las agrupaciones armónicas. El valor de h_{min} es igual a 2 y el de h_{max} es igual a 40 (2000 Hz para una red de 50 Hz) si no se define ningún otro valor en una norma relacionada con los límites (en la serie IEC 61000-3); pero para medidas en señales proporcionadas por convertidores puede ser necesario aumentar aún más esa cifra, si se desea estimar los armónicos altos ocasionados por las elevadas frecuencias de conmutación y sus múltiplos. Esto puede hacerse elevando el valor de h_{max} , o bien teniendo en cuenta las recomendaciones que hace esta misma norma

IEC 61000-4-7 en uno de sus anexos sobre medidas por encima del rango de frecuencias armónicas, tal como se expone en el siguiente apartado 2.4.2.3).

Hay que resaltar que con la tasa de distorsión armónica de grupo sí se considera la energía de todos los interarmónicos alrededor de todos y cada uno de los armónicos, puesto que así se incluye en la definición de los grupos armónicos; pero la tasa de distorsión armónica de subgrupo sólo tiene en cuenta la energía de los armónicos y sus bandas laterales que en realidad son debidas sobre todo a la no estacionariedad de los propios armónicos. Por tanto, si se desea considerar la distorsión introducida por todos, armónicos e interarmónicos sin distinción, puede ser de mayor utilidad usar la tasa de distorsión armónica total de grupo *THDG*.

En el apartado 2.4.4 se insistirá sobre éstas y otras consideraciones sobre las tasas de distorsión armónica definidas en la normativa y otras descritas en artículos relacionados.

2.4.2.3.- Medidas por encima del rango de frecuencias armónicas (hasta 9 kHz).

Las componentes en las señales que tienen unas frecuencias superiores al armónico 40 pero inferiores al límite superior del rango de la baja frecuencia (9 kHz) se deben a varios fenómenos (ver anexo B de la norma [IEC08] en su modificación del 2008):

- Las emisiones de señales de datos transmitidas por la red; así como otras oscilaciones debidas a la conmutación por impulsos.
- El control por modulación del ancho de impulsos de las alimentaciones de potencia del lado de la red (sincronizado o desincronizado con la frecuencia de alimentación de la red), por ejemplo, tal como se utiliza en los sistemas de corrección (activa) del factor de potencia como son diversos dispositivos FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) conectados por la propia empresa eléctrica suministradora.
- La alimentación, por parte del usuario, a partir del lado de la carga o del lado del generador de los convertidores de potencia hacia el lado de la red de alimentación.

Dentro de este último fenómeno entran los motores de inducción excitados mediante variadores de frecuencia, por lo que se hace necesario tener en cuenta la forma de medir estas emisiones de relativamente altas frecuencias, pues las frecuencias de conmutación de los convertidores y sus múltiplos suelen alcanzar frecuencias incluso superiores a los 9 kHz.

Estas componentes pueden ser monofrecuencia o de banda ancha. El análisis de las emisiones en el rango de 2 kHz a 9 kHz, generalmente con bajas amplitudes, puede requerir de un filtro en la red para eliminar armónicos de orden inferior predominantes; pero si el instrumento de medida dispone de capacidad de filtrado y un rango dinámico amplio, este filtro no sería necesario (como ocurre con el sistema de adquisición de datos usado en este trabajo).

La medida de estas componentes no requiere una resolución alta en frecuencia. Por el contrario, es corriente reagrupar la energía de la señal para analizarla en bandas de frecuencia predefinidas. Para el análisis frecuencial se recomienda la DFT en relación con los métodos descritos en esta norma. Se debe seleccionar la frecuencia de muestreo para poder medir componentes de frecuencia de hasta 9 kHz (se utilizará incluso una frecuencia superior,

teniendo en cuenta los armónicos altos introducidos por los convertidores) como al menos el doble de esta frecuencia superior (frecuencia de Nyquist). Además, este sobremuestreo mejora la implementación de un posible filtro *antialiasing* digital y mejora también la precisión de la cuantificación en amplitud de la señal (al aumentar la frecuencia de muestreo se podría reducir el número de bits de cada muestra en la conversión A/D, sin perder precisión) [OPP99]. Otro motivo para el sobremuestreo de la señal es la reducción del error de sincronismo al detectar los cruces por cero.

Se debe seguir usando una ventana rectangular siempre de 200 ms (10 periodos del fundamental en una red de 50 Hz, 12 periodos en una de 60 Hz), es decir con 5 Hz de resolución frecuencial o intervalo de frecuencia entre dos componentes espectrales $Y_{C,f}$ consecutivas. Pero en este caso no hay requisito para que la frecuencia de muestreo esté sincronizada con la frecuencia de alimentación. El valor eficaz de la componente a la frecuencia f es $Y_{C,f}$ (por ejemplo $Y_{C,4270}$ es el valor eficaz de la componente a 4270 Hz)

Dado que la medida de estas componentes no requiere una resolución alta en frecuencia, se debería reagrupar la salida en bruto de la DFT (Salida 1 de la figura 2.6) en bandas de 200 Hz (véase la figura 2.9), comenzando por la primera banda centrada por encima del rango de los armónicos. Considerando como último armónico el 40º, la frecuencia central del primer grupo debería ser igual a 2,1 kHz ($40 \times 50 \text{ Hz} + 200 \text{ Hz}/2$) para redes de 50 Hz y de 2,5 kHz ($40 \times 60 \text{ Hz} + 200 \text{ Hz}/2$) para redes de 60 Hz. La salida $Y_{B,b}$ de cada banda corresponde al valor eficaz de acuerdo con:

$$Y_{B,b} = \sqrt{\sum_{f=b-95 \text{ Hz}}^{b+100 \text{ Hz}} Y_{C,f}^2} \quad (2.18)$$

Se ha elegido el reagrupamiento de 200 Hz de manera que esté en coherencia con el ancho de banda utilizado en la Norma CISPR 16-1-2 [IEC14b] para las frecuencias superiores a 9 kHz, en la cual el mismo ancho de banda de 200 Hz se utilizaba para la medición de las perturbaciones radiadas. La frecuencia central b , por ejemplo 2100 Hz, 2300 Hz, 2500 Hz, designa el agrupamiento o banda. La frecuencia central más alta es de 8900 Hz (abarcando las componentes espectrales desde $8900-95 \text{ Hz}$ hasta $8900+100 \text{ Hz} = 9 \text{ kHz}$), tanto para redes de 50 como de 60 Hz.

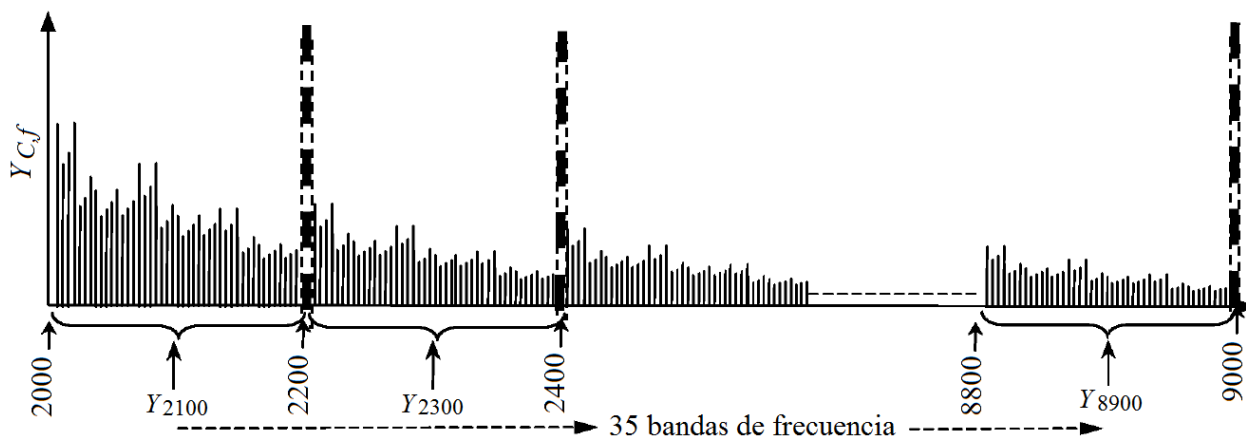


Figura 2.9 Ilustración de las bandas de frecuencias para las medidas en el rango desde el armónico de orden 40 hasta 9 kHz para las redes eléctricas de 50Hz [IEC08].

Para las redes eléctricas de 60 Hz, las componentes por encima del rango de los armónicos son las que tienen una frecuencia superior a 2400 Hz ($40^{\circ}\text{arm.} \times 60 \text{ Hz}$) por lo que la primera frecuencia central sería de 2500 Hz y el número de bandas hasta alcanzar la última frecuencia central (de 8900 Hz) sería de 33 agrupaciones o bandas de 200 Hz (dos menos que las 35 bandas comprendidas entre 2 kHz y 9 kHz para redes de 50 Hz).

Cuando el armónico de orden 50 representa el fin del rango de los armónicos, la ecuación (2.18) es válida para $b \geq 2600 \text{ Hz}$ para las redes eléctricas de 50 Hz, y $b \geq 3100 \text{ Hz}$ para las redes eléctricas de 60 Hz

Tanto las agrupaciones relacionadas con interarmónicos, como las relativas a medidas por encima del rango de frecuencias armónicas, aparecen en esta norma IEC 61000-4-7 como anexos informativos. Dado que la normativa sobre medición de estas componentes espectrales aún se está desarrollando, se utilizarán estas recomendaciones como base.

2.4.3.- Agregación en el tiempo de agrupaciones espectrales.

Los tiempos de agregación se deben a la necesidad de reducir la cantidad de datos a analizar, a que las constantes de tiempo térmicas de los equipos emisores de armónicos son del mismo orden de estos tiempos, y a que los niveles de perturbación son casi constantes en escalas de tiempo inferiores a unos pocos minutos [BOL06, p.321].

Además, hay que considerar el efecto beneficioso de estas agregaciones sobre el ruido presente en la señal. El valor medio de una señal aleatoria como el ruido es cero. La transformada de Fourier de una señal estocástica tiene aleatoriamente distribuidas sus líneas espectrales por todo el dominio de la frecuencia. Ello hace que, al analizar señales mezcladas con ruido, puedan confundirse las líneas espectrales correspondientes a las componentes senoidales de la señal con las provocadas por el ruido. El promediado espectral reduce notoriamente la contribución del ruido, al sumarse/restarse estas componentes estocásticas [KAI07, p.p. 21].

La norma IEC 61000-4-30 [IEC14] señala que las medidas halladas para cada índice de calidad de la energía tienen que ser promediadas temporalmente. Los intervalos de agregación en el tiempo se establecen para ambos métodos (clase A y S) ya mencionados en el apartado sobre normas de medición de calidad en la red.

La ventana temporal básica de medición de los índices de la calidad energética es de 0,2 s (ó 12 ciclos con una red de suministro de 60 Hz), o sea la duración de la ventana de muestreo señalada en la norma IEC 61000-4-7 para la medición armónica. Estas ventanas de tiempo de medida pueden agregarse a su vez en tres intervalos de diferente duración (de alrededor de tres segundos, de diez minutos y de dos horas) formado cada uno por varios de los intervalos de duración inferior. En la norma se especifica la forma de realizar estas agregaciones temporales, sus posibles solapamientos y sincronismos. En la propia norma 61000-4-7 [IEC08] (ver modificación del 2008, pag. 19) también se recomienda proporcionar un tipo adicional de alisado, en el que la salida se calcula a partir de los componentes definidos por las agrupaciones frecuenciales como un valor eficaz en 15 ventanas temporales contiguas, actualizados cada ventana temporal (aproximadamente cada 200 ms), o cada 15 ventanas temporales (aproximadamente cada 3 s).

Las agregaciones en el tiempo se realizan utilizando la raíz cuadrada de la media aritmética de los valores de entrada al cuadrado. Existen 3 tipos diferentes de intervalos de agregación temporal [HAN08, p.p. 450] [IEC14, p.p. 17-21]:

- Intervalos de agregación de 150/180 periodos, (para redes de 50/60 Hz, alrededor de 3 s): Los datos para este intervalo de 3 s se agregarán a partir de 15 intervalos de 10/12 periodos (para 50/60 Hz, que forman cada ventana de adquisición de alrededor de 200 ms):

$$Y_{rms_3s} = \sqrt{\frac{1}{15} \cdot \sum_{i=1}^{15} Y_{rms_200ms}^2} \quad (2.19)$$

(El símbolo Y se sustituye, según se requiera, por el símbolo I para la corriente o por el símbolo U para la tensión; pudiendo ser éstos a su vez un valor eficaz de cualquiera de los grupos y subgrupos armónicos e interarmónicos ya comentados en la norma 61000-4-7).

- Intervalos de agregación de 10 min: Formados por la agregación de n intervalos de 150/180 periodos (≈ 3 s), por lo que n debería valer alrededor de 200 (ya que $10 \text{ min} = 200 \times 3 \text{ s} = 600 \text{ s}$), pero dependiendo de la tolerancia de la frecuencia de la red de suministro este valor podría variar, además de poder existir separaciones entre medidas como se verá. El valor de la medición de 10 min. resultante debe ser etiquetado con el tiempo absoluto (por ejemplo, 01H10:00), que indica el tiempo al final de la agregación de 10 min:

$$Y_{rms_10min} = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n Y_{rms_3s}^2} \quad (2.20)$$

- Intervalos de agregación de 2 h: Formados por la agregación de 12 intervalos de agregación de 10 min. El intervalo de 2 h debe ser sin separaciones y sin solapes. Los intervalos de 2 h comienzan en intervalos de reloj de tiempo real de 2 h que son pares.

$$Y_{rms_2h} = \sqrt{\frac{1}{12} \cdot \sum_{i=1}^{12} Y_{rms_10min}^2} \quad (2.21)$$

Hay que comentar que los intervalos de 10/12 ciclos (≈ 200 ms) y de 150/180 ciclos (≈ 3 s) se obtienen en base a la frecuencia fundamental de la propia señal eléctrica, de modo que, debido a la tolerancia de ésta, el tiempo total resultante no será siempre exactamente el mismo (la frecuencia real será habitualmente algo menor o mayor de 50/60 Hz, pudiendo alargar o acortar el tiempo total de 200 ms / 3s en cada caso). Pero las agregaciones de 10 min y de 2 h se realizan usando un reloj o patrón externo de tiempo real, independiente de la frecuencia de la red. Por ello al formarse estas agrupaciones mayores pueden producirse solapamientos entre los últimos periodos de 200 ms y de 3 s de un ciclo de 10 min y los primeros del siguiente, tal como se explica a continuación con más detalle.

Para instrumentos de clase-A, tanto los intervalos de 150/180 periodos (≈ 3 s) como los de 10 min se agregan sin separaciones a partir de los intervalos básicos de 10/12 periodos (≈ 200 ms). Cada intervalo de 10 min debe empezar en un impulso *Real Time Clock* (RTC) de

10 min. El impulso de 10 min se utiliza también para re-sincronizar los intervalos de 10/12 periodos (≈ 200 ms) y los intervalos de 150/180 periodos (≈ 3 s) (véase la figura 2.10).

Cuando ocurre un impulso RTC de 10 min, comienza un nuevo intervalo de tiempo de 150/180 periodos, y el intervalo de tiempo pendiente de 150/180 periodo también continúa hasta ser completado. Esto puede crear un solape entre estos dos intervalos de tiempo de 150/180 periodos (véase el solape 2 en la figura 2.10).

Asimismo, los intervalos finales de 10/12 periodos en un intervalo de agregación de 10 min se solaparán en el tiempo con el impulso RTC de 10 min. Cualquier solape de intervalo de 10/12 periodos (véase el solape 1 en la misma figura 2.10) se incluye en la agregación del intervalo previo de 10 min.

Para instrumentos de clase-S, los datos para el intervalo de tiempo de 150/180 periodos deben agregarse a partir de los intervalos de tiempo de 10/12 periodos. Se permite la re-sincronización con los impulsos de 10 min pero no se requiere (véase la figura 2.11).

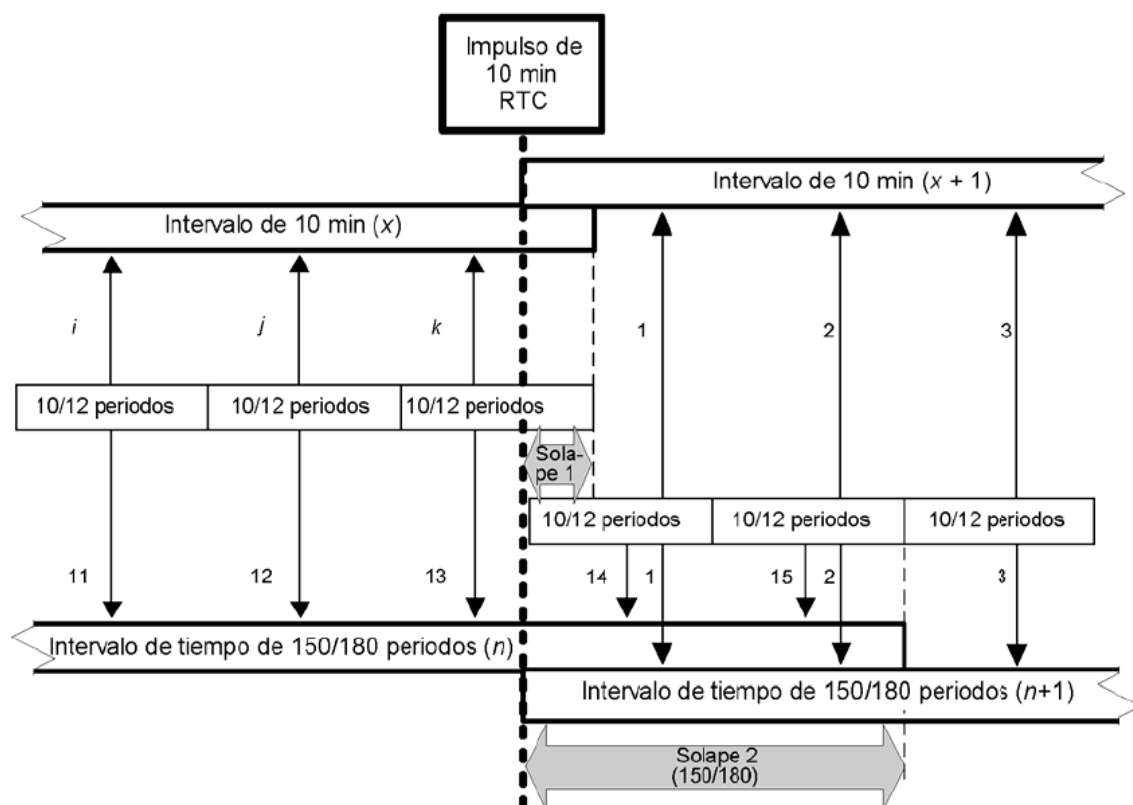


Figura 2.10 Sincronización de intervalos de agregación para la clase-A [IEC08].

Se permiten separaciones, pero no se requieren para los armónicos, interarmónicos, señales de transmisión por las redes y desequilibrios. Se deben utilizar un mínimo de tres valores de 10/12 periodos en cada intervalo de tiempo de 150/180 periodos, y además se debe utilizar al menos un valor de 10/12 periodos para cada 50/60 periodos (véase la figura 2.12). Para todos los demás parámetros, los datos para el intervalo de tiempo de 150/180 periodos deben agregarse sin separación a partir de 15 intervalos de tiempo de 10/12 periodos.

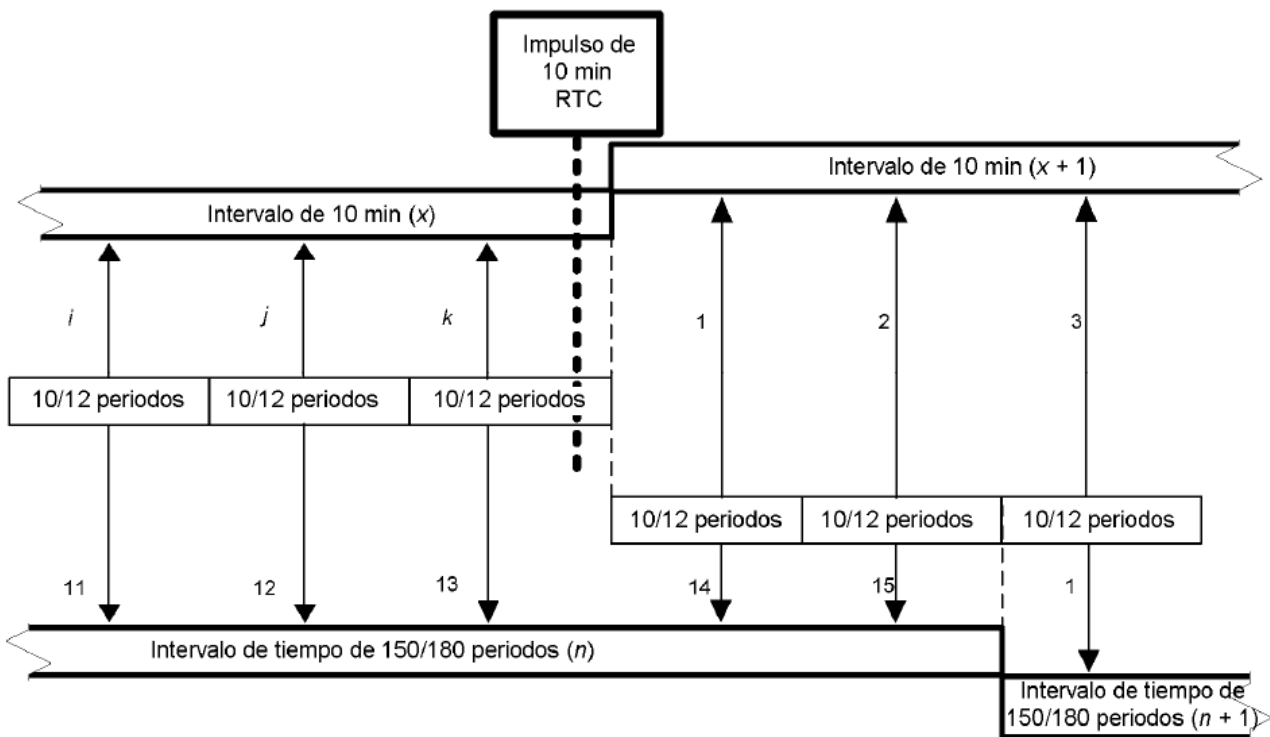


Figura 2.11 Sincronización de los intervalos de agregación para la clase-S: parámetros para los que no se permiten separaciones [IEC08].

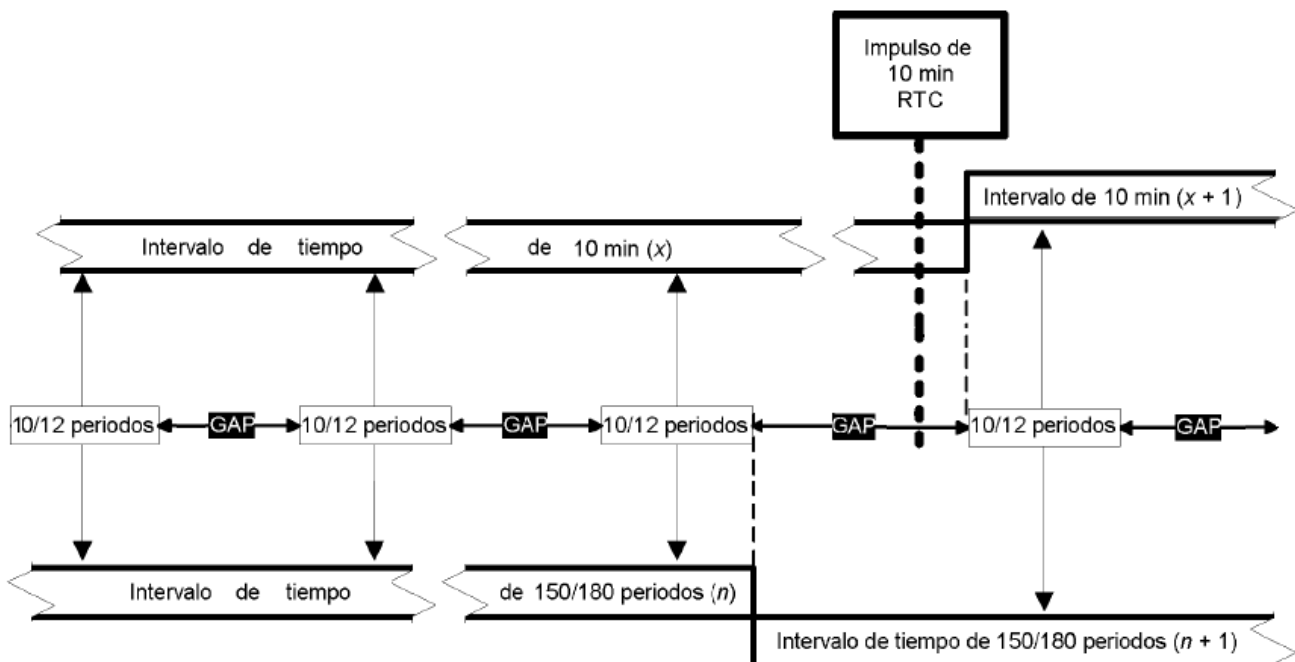


Figura 2.12 Sincronización de los intervalos de agregación para la clase-S: parámetros para los que se permiten separaciones (armónicos, etc.) [IEC08].

El método de agregación de 10 min utilizado para la clase-S debe ser el método de la clase-A o el método simplificado siguiente: Un nuevo intervalo de tiempo de 10 min debe comenzar después de que ocurra un impulso de 10 min, al comienzo del siguiente intervalo de tiempo de 10/12 periodos. Los datos del intervalo de tiempo de 10 min deben agregarse a partir de los intervalos de tiempo de 10/12 periodos. No hay re-sincronización en el impulso de 10 min. Los intervalos de 10 min se desarrollan independientemente. El valor agregado de 10 min debe ser identificado con el tiempo absoluto. El tiempo identificado es el tiempo en la terminación del intervalo de 10 min. No habrá solape, como se indica en las figuras 2.11 y 2.12.

La frecuencia de la red puede ser mayor o menor que la esperada. Según la norma EN 50160 [EN010, p.p. 14] la tolerancia para una frecuencia nominal de 50 Hz debe ser de $\pm 1\%$ durante el 99,5 % de un año, pudiendo llegar a oscilar entre un -6% y un $+4\%$ durante el 100 % del tiempo, es decir, entre 47 y 52 Hz. En el ejemplo mostrado en la figura 2.11, la frecuencia es menor que la esperada, de modo que el intervalo de 150/180 periodos (≈ 3 s) continúa después del impulso de 10 min. En el ejemplo mostrado en la figura 2.12, la frecuencia es mayor que la esperada y/o existen separaciones, de modo que el intervalo de 150/180 periodos concluye antes del impulso de 10 min.

Dado que en esta tesis el interés es la medición de interarmónicos y armónicos, en principio según la norma IEC 61000-4-30, se puede elegir cualquier algoritmo de agregación, desde el dispuesto por la norma para aparatos de clase-A como para los de clase-S con o sin separaciones (ya que se permiten, aunque no son obligatorias, las separaciones entre medidas de armónicos e interarmónicos). Se entiende que siempre cada medida básica se realiza sobre una ventana de adquisición de 10/12 ciclos (para 50/60 Hz, o sea unos 200 ms). Como se verá en el capítulo 5 sobre el algoritmo de medida desarrollado en esta tesis, basado en la normativa y adaptado a la medición de armónicos en convertidores, se ha preferido la forma de agregar temporalmente indicada en la figura 2.11, sin separaciones ni re-sincronización y sin solapamientos de medidas; para de este modo aprovechar la cualidad que también tiene la agregación temporal de minimizar los efectos de la fuga espectral, como se demostrará en dicho capítulo. Por otra parte, cuando las constantes de tiempo térmicas son cortas, como en ciertos ambientes industriales, es preferible usar el intervalo de agregación de 3 s, en el que se evalúan mejor las «ráfagas de armónicos» [BOL06, p.p. 321]; usándose mejor el intervalo de agregación de 10 min para evaluar sistemas con constantes de tiempo más largas como suele ocurrir en la red pública de consumo [TIM09, p.p. 132, 136].

También se verá en la sección 5.4 cómo el tiempo de agregación puede ser adaptado a cada caso particular según las condiciones de cada ensayo, como son el tipo de convertidor y carga conectada, para así mejorar la fiabilidad de las mediciones resultantes.

2.4.4.- Consideraciones sobre las tasas de distorsión definidas en la normativa.

Hay que denotar los siguientes aspectos sobre las tasas de distorsión tal como las define la normativa (ver apartado 2.4.2.2):

- La única tasa de distorsión que mide el contenido total interarmónico es la *THDG*, las otras dos miden sólo barras espectrales ubicadas en armónicos (*THD*) o en sus frecuencias interarmónicas adyacentes (*THDS*). Pero las dos tasas que incluyen la medida de interarmónicos se obtienen dividiendo o normalizando entre el grupo/subgrupo fundamental (incluyendo con él los posibles interarmónicos cercanos), por lo que el valor total de las *THDG* y *THDS* podría reducirse sin dar información correcta sobre la contaminación interarmónica [AIE06].
- Todas las tasas de distorsión definidas abarcan sólo armónicos o frecuencias bajas, hasta como mucho el 40 según la citada normativa.

En [BAR13] los autores abordan dos temas importantes de interés en la medición de la distorsión armónica en sistemas de potencia modernos: la medición de la distorsión en el rango por encima de los armónicos considerados de baja frecuencia (> 2 kHz) y la medición de la distorsión armónica estacionaria y también no estacionaria. Proponen un instrumento que mida las frecuencias hasta 2 kHz, usando las agrupaciones armónicas e interarmónicas descritas en la normativa; las frecuencias entre 2 y 9 kHz de igual modo como se describe en [IEC08] en este caso con agrupaciones de 200 Hz; y el comportamiento en el dominio del tiempo-frecuencia de todos los armónicos anteriores mediante el uso de wavelets. En el caso del tratamiento de las agrupaciones por debajo de 2 kHz se precisa además la sincronización de las medidas con el fundamental, y en el de las frecuencias de 2 a 9 kHz no es necesaria esta sincronización, pero sí un filtrado previo paso banda. En [BAR13] definen una nueva tasa de distorsión armónica conocida como *Total High-Frequency Distortion (THFD)*:

$$THFD_Y = \sqrt{\sum_{b=b_{min.}}^{b_{max.}} \left(\frac{Y_{B,b}}{Y_{g,l}} \right)^2} = \frac{\sqrt{\sum_{b=b_{min.}}^{b_{max.}} (Y_{B,b})^2}}{Y_{g,l}} \quad (2.22)$$

donde $Y_{B,b}$ representa el valor eficaz de cada una de las sub-bandas de 200 Hz calculadas en la ecuación (2.18) (con b igual al valor de la frecuencia central de cada sub-banda, que para una red de 50Hz se corresponde con valores comprendidos entre $b_{min.} = 2100$ Hz y $b_{max.} = 8900$ Hz, en 35 grupos de 200 Hz). Pero al dividir o normalizar entre el grupo armónico fundamental $Y_{g,l}$ subsistiría el problema planteado por [AIE06] por la posible existencia de interarmónicos en dicho grupo.

Dalali y Jalilian [DAL15] proponen una solución mejor al anterior problema de que la única tasa de distorsión que se puede utilizar para el análisis de interarmónicos, *THDG*, por culpa de la existencia de componentes interarmónicas alrededor del fundamental, no sea lo bastante precisa. Para resolver este problema, definen dos nuevos grupos virtuales, $C_{g-sg,1}$ y $C_{g-fund,1}$, basados en la normativa IEC (ver a continuación ecuaciones (2.23) y (2.25)). Con estos nuevos grupos definen a su vez dos nuevos índices de distorsión similares al *THDG*,

pero corrigiendo ya el problema de dividir o normalizar entre un grupo con interarmónicos. Los nuevos índices de distorsión se nombran como subgrupo de distorsión armónica total y mejorada (*THDGS*) y grupo de distorsión armónica total y mejorada (*ITHDG*) y se definen en las ecuaciones (2.24) y (2.26), respectivamente. El nuevo índice *ITHDG* puede mostrar mejor la cantidad real de contaminación interarmónica. Sin embargo, es mejor utilizar el otro nuevo índice *THDGS* para espectros de frecuencia obtenidos por métodos de descomposición sensitivos (tales como DFT) con desviaciones de frecuencia graves y se aconseja el índice *ITHDG* para utilizarlo junto con métodos robustos, tales como los filtros de Kalman. Por último, ambos índices podrían aplicarse en lugar del índice de *THDG* para la evaluación de las formas de onda interarmónicas contaminadas.

El primero de los grupos virtuales definidos en [DAL15], $C_{g-sg,1}$, es como el grupo armónico fundamental, pero sin las barras espectrales adyacentes al fundamental, ni tampoco éste. Es decir, mide las barras interarmónicas alrededor del fundamental, excepto las laterales. La tasa derivada del uso de este nuevo grupo, *THDGS*, es idéntica a la antigua tasa definida por el IEC, *THDG*, pero con el denominador el subgrupo fundamental (fundamental y sólo sus barras laterales, sin el resto debidas a interarmónicos) y además añadiéndole en el numerador esas mismas barras espectrales debidas a los interarmónicos cercanos al fundamental:

$$C_{g-sg,1}^2 = \frac{C_5^2}{2} + \sum_{i=-4}^{-2} C_{10+i}^2 + \sum_{i=2}^4 C_{10+i}^2 + \frac{C_{15}^2}{2} \quad (2.23)$$

$$THDGS = \sqrt{\frac{C_{g-sg,1}^2 + \sum_{n=2}^{40} C_{g,n}^2}{C_{sg,1}^2}} \quad (2.24)$$

El otro grupo virtual nuevo, $C_{g-fund,1}$, es similar al anterior, pero ahora con las barras espectrales laterales al fundamental, con lo cual ahora sí se miden todas las barras interarmónicas, incluidas las laterales. Y en su tasa derivada, *ITHDG*, se normaliza sólo entre el armónico fundamental, sin interarmónicos, (aunque no se puede evitar que el fundamental reciba la fuga que proyecten sobre él interarmónicos cercanos o genere el propio fundamental en caso de pérdida de sincronización):

$$C_{g-fund,1}^2 = \frac{C_5^2}{2} + \sum_{i=-4}^{-1} C_{10+i}^2 + \sum_{i=1}^4 C_{10+i}^2 + \frac{C_{15}^2}{2} \quad (2.25)$$

$$ITHDG = \sqrt{\frac{C_{g-fund,1}^2 + \sum_{n=2}^{40} C_{g,n}^2}{C_{10}^2}} \quad (2.26)$$

En las anteriores ecuaciones (2.23) a (2.26) los autores [DAL15] supusieron una frecuencia fundamental de 50 Hz, con un total de 10 barras espectrales entre armónicos sucesivos.

Sin embargo, las tasas de distorsión propuestas por [DAL15] no definen la forma de medir las frecuencias altas por encima del armónico 40, ni tampoco otras tasas para la parte baja que sólo midan interarmónicos.

Larsson et al. [LAR10] describen diferentes métodos para caracterizar la distorsión de tensión y de corriente en la gama de frecuencias de 2 a 150 kHz. Se proponen representaciones tiempo-frecuencia, además de las representaciones sólo en el tiempo y sólo en el dominio de la frecuencia, para obtener información adicional. Estos autores estudiaron la distorsión de la tensión en diferentes lugares sacando la conclusión de que su magnitud disminuye con la frecuencia y que varía mucho durante el día y entre ubicaciones. Tarasiuk [TAR11] propuso un método basado en el uso de wavelets y el análisis de Fourier para la estimación de la distorsión en el rango de frecuencias de 2-9 kHz. Otro método alternativo se propone en [BAR10] utilizando también el análisis de wavelets: se propone un índice de rendimiento global utilizando el valor eficaz de las siete sub-bandas de frecuencias de 1 kHz en el rango de frecuencia de 2-9 kHz, obtenido aplicando un árbol de descomposición de cuatro niveles de las transformadas wavelets.

Otros autores como [XUX16] [XUX17] [XUX18] miden las emisiones armónicas en el lado de la red provocadas por inversores fotovoltaicos, fuentes de alimentación conmutadas y otros equipos electrónicos como los cargadores de vehículos eléctricos, llegando a la conclusión de que la emisión interarmónica de corriente se incrementa en los modos de funcionamiento de baja potencia. En estos documentos se miden también índices de distorsión relativos, como son el *THD* y el *Total Demand Distortion (TDD)*, que normaliza respecto al valor nominal o bien respecto al valor máximo de intensidad, en vez de hacerlo respecto al armónico fundamental I_1 con el valor real que éste tenga en cada medida, como se hace con el índice *THD*). También se miden índices de distorsión armónica absolutos (como el denominado por estos autores *Total Harmonic Current (THC)*):

$$THC = \sqrt{\sum_{h=2}^H I_h^2} \quad (2.27); \quad THD_I = \sqrt{\sum_{h=2}^H \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} = \frac{THC}{I_1} \quad (2.28); \quad TDD_I = \frac{THC}{I_{nominal}} \quad (2.29)$$

En [XUX17] [XUX18] también se utilizan los índices de distorsión de forma de onda ya existentes (*Fundamental Factor, FF*, y *Total Distortion Content, TDC*) y se definen otros dos nuevos índices de distorsión, también de forma de onda: *Total Harmonic-LF Factor (THF_{LF})*, restringido para sólo armónicos bajos; y *Total Non-Harmonic-LF Distortion Factor (TNHDF)*, que pondera el total de interarmónicos altos y bajos, (además de los armónicos altos, que son también considerados como interarmónicos, por la más que probable pérdida de sincronismo en su estimación respecto a la ventana de adquisición sincronizada con el fundamental a una frecuencia mucho más baja). Todos estos índices de distorsión de forma de onda se normalizan o dividen entre el verdadero valor eficaz total de la corriente medida:

$$FF = \frac{I_1}{I_{tot}} \quad (2.30); \quad TDC = \frac{I_{non_fund}}{I_{tot}} = \frac{\sqrt{I_{tot}^2 - I_1^2}}{I_{tot}} = \sqrt{1 - FF^2} \quad (2.31)$$

$$THF_{LF} = \frac{THC}{I_{tot}} = THD \times FF \quad (2.32)$$

$$TNHDF = \frac{I_{non_harm}}{I_{tot}} = \frac{\sqrt{I_{tot}^2 - I_1^2 - THC^2}}{I_{tot}} = \sqrt{1 - FF^2(1 + THD^2)} \quad (2.33)$$

En estos mismos trabajos [XUX16] [XUX17] [XUX18] se verifica de forma experimental cómo el contenido armónico total THC se incrementa con la potencia, mientras que el índice relativo THD disminuye al principio para acabar manteniéndose aproximadamente constante para valores mayores de potencia (quizá por el aumento simultáneo del numerador THC y del denominador I_1 de este último índice, con una mayor proporción de incremento del fundamental I_1). Esto se puede explicar porque para un incremento del deslizamiento y/o del par (y con ello también de la potencia), en ensayos con motores excitados por variador, es normal que también se incremente el contenido armónico total o absoluto de intensidad pero, por el contrario, disminuya la distorsión armónica o relativa de corriente.

Con interarmónicos puede ocurrir lo contrario: para bajos valores de par y deslizamiento, el contenido total de interarmónicos es mayor. En [SOL16] se verifican estas últimas observaciones, y además se definen dos nuevas tasas de distorsión interarmónicas obtenidas como la raíz cuadrada de la suma de cuadrados de valores eficaces de los interarmónicos hasta 2 kHz ($TIHD_{2kHz}$) o bien de sólo los comprendidos entre 2 y 9 kHz ($TIHD_{2-9kHz}$) y normalizadas ambas tasas sólo con el armónico fundamental I_1 , sin incluir sus interarmónicos cercanos. En este artículo también se verifica experimentalmente que, para todas las tasas de distorsión, tanto armónicas como interarmónicas, su valor disminuye con el par (aunque los contenidos totales absolutos armónico e interarmónico tienen comportamientos distintos a sus tasas relativas relacionadas). Al relacionar estas tasas de distorsión con diferentes frecuencias fundamentales de salida de los variadores analizados también se aprecia que al aumentar la frecuencia y conforme nos acercamos a la nominal (50 Hz en el mencionado artículo [SOL16]) el THD disminuye, y las tasas de distorsión interarmónicas se comportan de diferente modo en función de las impedancias de la línea y de filtrado DC del variador. Por ejemplo, la tasa interarmónica para altas frecuencias ($TIHD_{2-9kHz}$) puede llegar a aumentar con la frecuencia de salida del variador, pero no en todos los casos estudiados. En estos artículos se miden las corrientes a la entrada de los variadores y equipos electrónicos emisores susceptibles de ensayo, pero sus conclusiones pueden ser útiles para la medición a la salida de los variadores utilizados en esta tesis.

Pero es en [LAN16] donde se da quizá una solución más completa al problema inicialmente planteado sobre las tasas de distorsión para medir interarmónicos y para frecuencias más altas no definidas en la normativa. Estos autores miden las emisiones armónicas de inversores fotovoltaicos hacia la red usando la misma tasa de distorsión armónica de subgrupo $THDS$ ya definida en la normativa, a la que añaden otras dos tasas: *Total InterHarmonic Distortion Subgroup* ($TIHDS_{YLF}$), para bajas frecuencias; y *Total Harmonic and InterHarmonic Distortion Subgroup* ($TH&IHDS_{YHF}$), para altas frecuencias. Esta última tasa abarca armónicos e interarmónicos, ya que a altas frecuencias estos no se diferencian. La letra Y en esta nomenclatura se sustituye bien por tensión U o bien por intensidad I , al igual que se vio en la normativa [IEC08]:

$$THDS_{YLF} = \sqrt{\sum_{h=2}^{h=40} \left(\frac{Y_{sg,h}}{Y_{sg,1}} \right)^2} = \frac{THCS_{YLF}}{Y_{sg,1}} \quad (2.34)$$

($THCS = Total Harmonic Content Subgroup$)

$$TIHDS_{YLF} = \sqrt{\sum_{h=2}^{h=40} \left(\frac{Y_{isg,h}}{Y_{sg,1}} \right)^2} = \frac{TIHCS_{YLF}}{Y_{sg,1}} \quad (2.35)$$

(*TIHCS* = Total InterHarmonic Content Subgroup)

$$TH \& IHDS_{YHF} = \sqrt{\sum_{h=41}^{h=1000} \left(\frac{Y_{sg,h}^2 + Y_{isg,h}^2}{Y_{sg,1}^2} \right)} = \frac{TH \& IHCS_{YHF}}{Y_{sg,1}} \quad (2.36)$$

(*TH&IHCS* = Total Harmonic&InterHarmonic Content Subgroup)

Los numeradores de los índices de distorsión (relativos) dan la distorsión en valores absolutos: *Total Harmonic Content Subgroup*, $THCS_{YLF}$, (todos los subgrupos armónicos bajos); *Total InterHarmonic Content Subgroup*, $TIHCS_{YLF}$, (todos los interarmónicos, excepto los de las bandas laterales a los armónicos, también a bajas frecuencias); y *Total Harmonic and InterHarmonic Content Subgroup*, $TH\&IHCS_{YHF}$, (armónicos e interarmónicos sin distinción, a altas frecuencias). Con el último índice $TH\&IHDS_{YHF}$ se cubre la carencia de medir armónicos e interarmónicos a frecuencias altas, por encima de las consideradas armónicas. Según estos mismos autores [LAN16], el índice $TIHDS_{YLF}$ (además del $THDS_{YLF}$ definido en la propia normativa) ya ha sido referenciado en la literatura y utilizado en algunos instrumentos comerciales de medida de calidad de energía que cumplen los requerimientos de clase A de [IEC14].

En todos estos artículos las tasas de distorsión que sólo miden armónicos (*THD*) se definen siempre normalizadas o divididas entre el armónico fundamental; mientras que tasas como la *THDS* que ponderan subgrupos armónicos se normalizan entre el subgrupo fundamental. Pero la normalización para las tasas que midan interarmónicos puede realizarse entre el armónico fundamental o bien entre éste agregando además sus bandas laterales (o sea, entre el subgrupo fundamental, para tener en cuenta las fluctuaciones de amplitud del mismo armónico fundamental como formando parte de él). También pueden normalizarse las mediciones de grupos y subgrupos e incluso armónicos e interarmónicos aislados, dividiendo sólo entre el fundamental, o bien entre éste y sus bandas laterales agregadas. En artículos como [TES07] [SOL16] se normaliza entre el fundamental para estos casos no definidos en la normativa; mientras que otros como [LAN16] lo hacen dividiendo entre el subgrupo armónico fundamental (que incluye las modulaciones de amplitud del mismo). En [DAL15] lo hacen entre el fundamental cuando en el numerador sí se incluyen las bandas laterales al armónico principal (para la tasa *ITHDG*), y normalizan entre el subgrupo fundamental cuando en el numerador no se incluyen estas bandas (tasa *THDGS*). Incluso en [XUX17] se ha visto que se normaliza, para los índices de distorsión de forma de onda, entre el verdadero valor eficaz total de la corriente medida. Otras formas de normalizar pueden ser entre el valor nominal o entre el valor máximo indicado por el fabricante para el equipo analizado (como en la tasa *TDD*, véase ecuación (2.29)) y puede incluso aparecer el orden del armónico medido (como en la tasa de distorsión armónica ponderada, *Weighted Total Harmonic Distortion WTHD* [HOL03], y en la tasa de distorsión parcialmente ponderada, *Partial Weighted Harmonic Distortion PWHD*, definida en [IEC08], pero sólo en la versión del 2004). Además, existe la problemática de incluir o no las bandas laterales al fundamental en la normalización, por influencia de las bandas espectrales motivadas por barras rotas u otros fallos en el motor: si se toma sólo el fundamental para normalizar, puede que a grandes deslizamientos las bandas por

barras rotas se desplacen y disminuya el fundamental. Si se toma el subgrupo fundamental influiría menos esta variación en el deslizamiento-par, pero la comparación con motor sano quizá fuese peor. Parece más apropiado, según esta última apreciación, normalizar sólo entre el armónico fundamental (y no entre el subgrupo fundamental, con las bandas laterales incluidas en él) todas las tasas que midan la distorsión en motores susceptibles de fallos. Pero también puede ser bueno normalizar teniendo en cuenta las fluctuaciones de amplitud del fundamental y con ello considerar el conjunto armónico y sus bandas laterales, dependiendo de lo sensitivo a las variaciones de frecuencia que sea el método elegido de medida ([DAL15]).

De todas las tasas estudiadas en este apartado y su forma de normalizar, rango de frecuencias abarcadas y contenido armónico e interarmónico analizado, se muestra un resumen en la tabla 2.2.

Tabla 2.2 Algunas tasas de distorsión definidas en la normativa y en la literatura. Para cada tasa se cita (en gris) la referencia bibliográfica donde ha sido definida. El símbolo Y se sustituye por I para corrientes y por U para tasas de tensiones.

	sólo Armónicos	sólo Interarmónicos	Armónicos&Interarm.
Sólo para bajas frecuencias (LF)	$THDY (*_1)$ [IEC08]		$THDGY (+)$ [IEC08]
	$THDSY (*_2)$ [IEC08]	$TIHD_{2KHz} (*_1)$ [SOL16]	$ITHDG (*_1)$ [DAL15]
	$THF_{LF} (\Delta)$ [XUX17]	$TIHDSY_{LF} (*_2)$ [LAN16]	$THDGS (*_2)$ [DAL15]
	$WTHD (*_1)$ [HOL03]		
Sólo para altas frecuencias (HF)	-----	$TIHD_{2-9KHz} (*_1)$ [SOL16]	$THFDY (+)$ [BAR13] $TH&IHDSY_{HF} (*_2)$ [LAN16]
Bajas y Altas frecuencias (LF + HF)	-----	$TNHDF (\Delta)$ [XUX17] (sólo interarm. para LF, armón.&interarm. para HF)	$TDC (\Delta)$ [XUX17]

(+) Normaliza entre el grupo armónico fundamental $Y_{g,1}$

(*_1) Normaliza entre el armónico fundamental $Y_{H,1}$

(*_2) Normaliza entre el subgrupo armónico fundamental $Y_{sg,1}$

(Δ) Normaliza entre el verdadero valor eficaz total Y_{tot}

En el capítulo 5 se retomará esta información, de cara a realizar la selección de las tasas e índices más adecuados, así como definir otros nuevos, para realizar las mediciones en los ensayos realizados con motores susceptibles de fallos alimentados por los variadores de frecuencia que se pretende caracterizar.

2.4.5.- Consideraciones sobre las medidas por encima del rango de frecuencias armónicas definidas en la normativa.

Los nuevos sistemas de distribución, con una mayor presencia de la generación distribuida (granjas solares, eólicas, etc.) y el uso de las nuevas tecnologías (correctores del factor de potencia activos, cargas no lineales conectadas, etc.), generan nuevas fuentes de distorsión armónica, estacionaria y también variable en el tiempo, tanto en el rango de los armónicos (<

2 kHz) como en el rango por encima de los armónicos (> 2 kHz). Esta nueva situación requiere del desarrollo de nuevos métodos de medición [GRE18] [ZHU19], nuevos equipos de medición eficientes y el desarrollo de nuevos estándares [BOL14]. Los estándares de medición son necesarios para poder hacer las medidas más sistemáticas y comparables entre diferentes equipos; permitiendo así la extracción de conclusiones más fiables [LAR13].

Por otra parte, los equipos comerciales de medida de calidad de la red eléctrica normalmente sólo miden la distorsión armónica hasta el orden 40° o 50° , pero ninguno mide la distorsión en el rango de frecuencias desde 2 kHz hasta 9 kHz o más. En esta tesis se miden las frecuencias altas debidas a la salida de los variadores que excitan motores de inducción, con valores entre 4 kHz y hasta unos 20 kHz, por lo que se necesita medir la distorsión por frecuencias que superan incluso los 9 kHz indicados en la norma 61000-4-7. Por ello esta característica la debe cubrir el instrumento utilizado en esta tesis y que será descrito en el capítulo 5.

En estudios anteriores (por ejemplo, [BIL09] [BAR10] [TAR11]) los también llamados «supra-armónicos» se estudiaban sólo en el rango de frecuencia entre 2 y 9 kHz. En la actualidad, la gama de frecuencias puede ampliarse hasta 100 kHz o incluso 150 kHz [CHI15] [RON17] [RON18] [MEY18], porque también las comunicaciones por la red eléctrica, usadas en los contadores inteligentes y otras *Power-Line Communications* (PLC) en general, funcionan en esta zona del espectro, además de las frecuencias debidas a dispositivos electrónicos, inversores fotovoltaicos, etc.

Los componentes espectrales que se encuentran en esta gama de frecuencias, según sus características, pueden dividirse al menos en:

- Componentes de banda estrecha.
- Componentes de banda ancha.
- Oscilaciones recurrentes.

Las componentes de banda estrecha se definen típicamente como señales con un ancho de banda inferior a 5 kHz. Éstas pueden ser a su vez continuas o discontinuas. Las componentes de banda ancha pueden ser algo más difíciles de definir. Éstas pueden ser continuas, discontinuas, o incluso aparecer como una componente de banda estrecha que cambia de frecuencia con el tiempo. Las oscilaciones recurrentes suelen aparecer como oscilaciones amortiguadas que se repiten cada 10 ms, sincronizadas con la frecuencia del sistema [LAR13]. De cara a la realización de esta tesis, las componentes a la salida de un solo variador pueden considerarse como de banda estrecha, con emisiones más definidas que las de la red eléctrica al otro lado del variador.

El análisis de las perturbaciones en la calidad de potencia en el rango de frecuencias por encima de 2 kHz es de creciente preocupación en la comunidad y la calidad de la energía está siendo considerada en diferentes grupos de normalización internacionales. Entre ellos, la norma IEC 61000-4-7 en su anexo B define el instrumento para la medición de la distorsión armónica por encima de la frecuencia armónica hasta un alcance de 9 kHz (aproximadamente el límite de la gama de baja frecuencia) [IEC08]. La norma IEC 61400-21 define los requisitos para la medición de la emisión de corrientes armónicas e interarmónicas de 2 kHz hasta 9 kHz para aerogeneradores conectados a la red [IEC09]. Por último, el *IEC SC77A Working Group 9-Power Quality Measurement Method* en un anexo informativo de la norma IEC 61000-4-30, sugiere un método práctico para aplicaciones de calidad de la energía in situ, en particular para investigaciones y encuestas en la gama de frecuencia de 2 a 150 kHz

[IEC14], en el que se utiliza una ventana de adquisición de tan sólo 0,5 ms (por lo que la resolución o distancia entre barras espectrales sería de 2 kHz), debido a la alta frecuencia de muestreo (se sugiere de 1024 kHz) y al consiguiente incremento en la cantidad de datos si la ventana fuese mayor. Pero también en esta última norma se sigue sugiriendo el uso del mismo método propuesto en el anexo B de la norma IEC 61000-4-7, tanto para la medida de emisiones armónicas en el rango de 2 a 9 kHz, como extendiendo el mismo procedimiento hasta frecuencias de 150 kHz. También se propone seguir utilizando los intervalos de agregación temporal ya definidos en [IEC14], ya comentados en apartados anteriores, para toda la gama de frecuencias altas del mismo modo que para las bajas. En cualquier caso, la normativa IEC siempre comienza reconociendo que aún están en fase de estudio los métodos de medición para frecuencias entre 2 y 9 kHz y entre 9 y 150 kHz, así como los métodos de agregación en el tiempo para dichas frecuencias.

En [KLA14] [GRE18] se hace una comparativa entre ambos métodos propuestos en [IEC08] y en [IEC14], indicando que el propuesto en la norma IEC 61000-4-7 es más robusto, preciso y tiene una mejor relación señal-ruido que el sugerido en 61000-4-30. El método propuesto en el anexo B de esta norma IEC 61000-4-7 es el ya estudiado en el apartado 2.4.2.3, con ventanas de 0,2 s y agregaciones en frecuencia mayores que las de la parte baja del espectro de, por ejemplo, 200 Hz, como las propuestas en la misma norma. Estas agregaciones pueden ser mayores aún, de 600 u 800 Hz, usando 3 o 4 grupos de 200 Hz respectivamente, como las sugeridas en [KLA13]. Según las conclusiones de este último artículo, es necesario el uso de agrupaciones en bandas de al menos 600 Hz para dar un valor único que represente más del 99% de la energía emitida por un convertidor (en el caso de los usados en inversores fotovoltaicos) en cada uno de los grupos de frecuencias alrededor de los múltiplos de la de conmutación. En el mismo artículo [KLA13] también se indica que para que estos «macro-grupos», formados por varios de los de 200 Hz, queden centrados alrededor de cada una de las frecuencias múltiplos de la de conmutación, es preferible usar valores como 800 Hz (4 agrupaciones de 200 Hz), suponiendo que la frecuencia de conmutación es también múltiplo de 200 Hz, en vez de valores como 600 Hz (con los que quedaría diferente número de grupos de 200 Hz a cada lado de la frecuencia múltiplo de la portadora o de conmutación, véase la figura 2.13). También sería posible emplear agrupaciones de barras espectrales de 5 Hz en el número deseado, sin ser necesariamente múltiplos de 200 Hz.

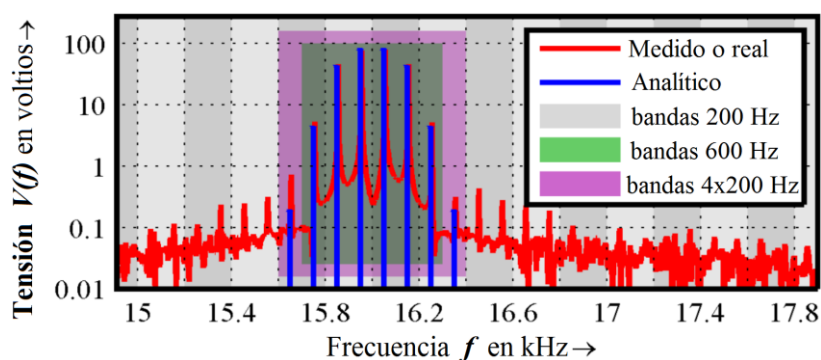


Figura 2.13 Ejemplo de medición de parte alta del espectro de tensión de un inversor fotovoltaico, con cálculo analítico según [HOL03, p.p. 160], bandas de 200 Hz según [IEC08], y bandas de 600 Hz y 800 Hz propuestas en [KLA13].

El valor eficaz de todas las agregaciones en frecuencia se realizaría del mismo modo que para las agrupaciones indicadas por la normativa [IEC08] para los grupos armónicos de la

parte baja del espectro, es decir como la raíz cuadrada de la suma de cuadrados de los valores eficaces de cada barra o grupo espectral de menor tamaño que componen el grupo principal.

Debe tenerse en cuenta además que, con el aumento del ancho de banda de cada macro-grupo, cada vez se combina más ruido en una sola banda y puede ocurrir que se midan niveles más altos que no corresponden a la emisión real. Para minimizar este riesgo, la relación señal/ruido de la señal analizada debe ser suficientemente alta. A consecuencia de ello, la diferencia entre agrupar una sola barra de 5 Hz, varias de éstas en grupos de 200 Hz, y a su vez varios de estos últimos en grupos de 800 Hz, de 2 kHz u otros valores mayores, es una diferencia notable para señales de red con emisiones de banda ancha, siendo menor esta diferencia para señales con emisiones de banda estrecha [KLA14].

Resumiendo, según este mismo artículo [KLA14], la banda-grupo de 200 Hz no es suficiente para cubrir todas las líneas espectrales de una emisión estrecha como la de un inversor. Según las conclusiones de [KLA13], es necesario el uso de grupos o bandas de al menos 600 Hz para dar un valor único que represente más del 99% de la energía emitida por un inversor fotovoltaico alrededor de su frecuencia de conmutación. Por ello, puede ser útil el incremento en el ancho de banda de los agrupamientos para altas frecuencias, como se sugiere en [IEC14], sin usar mucho más de lo necesario por el problema de agrupar también ruido. Además, es posible que la frecuencia portadora o de conmutación, alrededor de la cual se centran a distancias de ella múltiplos del fundamental las diversas líneas espectrales emitidas, se separe algo de su valor teórico, por lo que conviene preverlo dando más margen al tamaño de estas agrupaciones para altas frecuencias. En general, los espectros con límites agudos entre bandas individuales tienen el inconveniente de que un pequeño cambio en las frecuencias de las componentes que se están midiendo puede conducir a grandes diferencias en las magnitudes de bandas vecinas en el espectro. El uso de dos espectros con un espectro desplazado contra el otro por la mitad del ancho de banda podría resolver este problema (o bien sumar cuadráticamente todas las bandas necesarias para medir la mayor parte de la energía emitida por el grupo alrededor del múltiplo de la frecuencia de conmutación considerado en ese momento).

Para la agregación de varios espectros en un período de tiempo más largo, debe utilizarse el promedio cuadrático (valores *rms*), ya descrito en la misma norma [IEC14]. Hay que recordar también que el análisis de señales sólo en el dominio de la frecuencia puede ocultar eventos especialmente cortos, por lo que puede ser conveniente realizar también un análisis en el dominio del tiempo.

En el capítulo 5 se indicará la forma elegida en esta tesis de realizar estas agrupaciones para la medida de frecuencias altas a la salida de variadores que excitan motores de inducción.

2.4.6.- Sincronización de ventanas de adquisición.

La medida de las características de las señales presentes en la red eléctrica requiere de una sincronización precisa del fundamental (y sus armónicos) con cada ventana de muestreo, de tal forma que haya una cantidad lo más exacta posible de periodos completos de todos los armónicos contenidos en dicha ventana, evitando de este modo la aparición de fuga espectral. Según el estándar IEC 61000-4-7, en la medición de la distorsión armónica e interarmónica, la anchura de la ventana de muestreo debe estar sincronizada para que cada 0,2 s (p. ej., grupo

de 10 ciclos en sistemas de 50 Hz) presente un error máximo admisible de $\pm 0,03$ %. Sin embargo, la norma no define ningún procedimiento para probar el método de sincronización y no sugiere ningún método de medida para la evaluación de la frecuencia fundamental y la sincronización del instrumento, por lo que en este apartado se comentarán algunas de las técnicas propuestas en la literatura al respecto.

Las técnicas para lograr esta sincronización [AIE07] pueden clasificarse principalmente en:

- Técnicas que utilizan *Phase Locked Loops* (PLL), tanto analógicos como digitales.
- Técnicas software basadas en análisis espectral, generalmente usando la transformada rápida de Fourier (FFT).
- Y técnicas basadas en la detección de cruces por cero (*zero-crossing*).

Las técnicas basadas en PLL presentan una respuesta rápida frente a variaciones en la frecuencia, fase o amplitud, incluso en la presencia de ruido transitorio. Estas técnicas se han desarrollado para lograr información de fase y frecuencia y para sincronizar instrumentos a la frecuencia de alimentación en los sistemas de potencia. Pueden desarrollarse de diferentes maneras por medio de técnicas analógicas o digitales que se pueden implementar utilizando soluciones de hardware, software, o híbridos. Generalmente, las técnicas de sincronización PLL son mucho más rápidas que las soluciones de software basadas en el análisis espectral de la señal. Por otra parte, pueden requerir filtros de entrada para la eliminación del contenido armónico [FEO13] o transductores de entrada para la normalización de la amplitud del voltaje. Además, pueden verse afectados negativamente por las perturbaciones en la señal eléctrica de entrada. También es posible utilizar una estructura hardware para la sincronización automática del reloj de muestreo con el periodo de la señal, haciendo uso de un PLL hardware, aunque no siempre es posible contar con la posibilidad de acceder directamente a la frecuencia de muestreo f_s del convertidor A-D.

La sincronización de la frecuencia de muestreo por medio de técnicas de análisis espectral (mediante transformada *Chirp-Z* [AIE05], *interpolated FFT* [QIA07] [WEN14] [BEL16], etc.) se lleva a cabo mediante la evaluación de la frecuencia de alimentación de la señal de entrada. El principal inconveniente de estos métodos es que la precisión de cálculo de las frecuencias depende de la resolución espectral, es decir, la inversa de la longitud de la ventana de observación. Esto no permite que se obtenga una evaluación precisa de la frecuencia de alimentación. En general, la precisión se puede mejorar mediante la aplicación de algoritmos de interpolación y/o técnicas de relleno de ceros [MOR14]. Estos métodos limitan, pero no eliminan, los errores y conllevan costes adicionales computacionales.

Una solución, basada en análisis espectral mediante FFT, es la propuesta en [DIE13]. En este artículo, los autores proponen una estimación de la frecuencia del fundamental mediante aproximaciones sucesivas midiendo la fuga espectral de alguna de las barras laterales próximas al fundamental y variando al mismo tiempo el número de muestras contenidas en la ventana de adquisición; de modo que se tienda a minimizar el error o fuga cada vez más, hasta hacer que ésta sea mínima. En ese momento, el número de muestras contenidas sería el más adecuado y por tanto, con una frecuencia de muestreo constante, el tamaño de la ventana de adquisición también sería el mejor. Un inconveniente puede ser el elevado y variable tiempo computacional, y una ventaja su sencillez. Además, este procedimiento sólo serviría cuando en el entorno del armónico principal sólo hubiese fuga espectral debida al mal enventanado de dicha frecuencia, y no hubiese otras causas de fuga como la existencia de interarmónicos

cercanos, cambios de amplitud o fase, etc. De forma similar, en [JAC07] se mide la posición, aunque no la amplitud, de una componente interarmónica; conocidos los valores del módulo de sus barras espectrales adyacentes y siempre que no haya ruido u otros interarmónicos cercanos.

Por otra parte, en los sistemas de una sola fase, todavía se utiliza el método de detección del punto de cruce por cero, ya que es simple y computacionalmente eficiente en la elaboración de los cálculos. Este método puede ser sensible a las distorsiones armónicas e interarmónicas, si este fenómeno hace que aparezcan cruces adicionales por cero. Los artículos [ZHA14] [ZHO11] usan una mezcla de dos de estas técnicas. En primer lugar, el período fundamental es evaluado usando una técnica de cruce por cero y, a continuación, de acuerdo con este periodo fundamental, la secuencia de muestreo se reconstruye mediante un polinomio de interpolación de Newton en el dominio del tiempo. Finalmente, los valores armónicos se pueden calcular mediante la FFT en sincronización con los datos de muestreo.

Realmente nunca es posible una sincronización exacta entre ventana de muestreo, armónico fundamental y frecuencia de muestreo que evite la aparición de fuga espectral y efecto empalizada; por lo que deben aceptarse unas tolerancias que provocarán también unos límites de error en el contenido espectral hallado. La norma IEC 61000-4-7 señala que desde el flanco ascendente del 1er. pulso al muestrear cierta ventana y el primer pulso de la siguiente ventana tiene que haber 10 o 12 periodos de la frecuencia fundamental de la señal, según ésta sea de 50 o de 60 Hz respectivamente. El error debe ser como máximo de $\pm 0,03\%$ respecto a la duración de la ventana de adquisición; si se supera este error se considera que ha habido pérdida de sincronismo al adquirir las muestras. Este cálculo habría que hacerlo de acuerdo a la verdadera duración de la ventana que dependerá de la frecuencia realmente medida en cada momento. Según esto, se puede colegir que si la señal eléctrica fuera de otras frecuencias (como puede ocurrir si se mide a la salida de variadores de frecuencia), se buscará del mismo modo la mejor aproximación a esos 0,2 s pero siempre con un número entero de ciclos del armónico fundamental (por ejemplo, para una señal de 45 Hz se necesitarían 8 ciclos para tener la misma duración de ventana que con 10 o 12 ciclos para las frecuencias mencionadas). Por ello, para un mejor ajuste a este tamaño de ventana, es conveniente que las frecuencias elegidas a la salida de los variadores sean todas múltiplos de 5 Hz, que es la resolución obtenida con una ventana de adquisición de 0,2 s, tal como se expone en los capítulos 5 y 6 de esta tesis.

Si no se pierde esta sincronización, la misma norma IEC 61000-4-7 indica el uso de la ventana de tipo rectangular, pudiéndose usar la de Hann en caso contrario. Para frecuencias altas, por encima del armónico 40, puede seguirse utilizando la ventana rectangular incluso con pérdidas de sincronismo (el error de sincronismo respecto al primer armónico o fundamental se multiplica según el orden de los sucesivos múltiplos o armónicos, cuanto más alto es el armónico mayor es el error por sincronismo).

2.4.7.- Ejemplos de aplicación de la normativa.

Hay muchos autores que estudian y utilizan métodos basados en los estándares IEC. Bracale, Carpinelli, et al. en [BRA08], Tarasiuk en [TAR09] y Moreira, Manso, et al. en [MOR14] realizan una comparación de varios métodos de cálculo de la DFT, siempre en el marco de las normas IEC. Se pueden encontrar en la literatura otros abundantes ejemplos de

técnicas de medición de armónicos e interarmónicos que tratan de mejorar las definidas en la normativa IEC que usa por defecto DFT y ventana rectangular, con las agrupaciones en frecuencia y tiempo ya descritas en apartados anteriores [LIN12a] [LIN12b] [HUI12] [LIN13b] [VAH13].

Son frecuentes los ejemplos de utilización de forma práctica de los estándares IEC para la medida de grupos y subgrupos armónicos, interarmónicos y sobre todo tasas de distorsión armónica. En los últimos años el método IEC es muy utilizado como medida de referencia para comparar y validar otros métodos basados en otros modelos, como los paramétricos (MUSIC, ESPRIT, Prony ...), iterativos (ADALINE, Kalman, ...), etc. En algunos artículos, se utiliza la normativa IEC como método único de medición de componentes frecuenciales superiores a 2 kHz [CHI15] [ALF17d] [COL18] o como técnica de referencia para comparar con otros nuevos métodos de medición para altas frecuencias [KLA14] [SHA18]. Asimismo, [CHI09] y [SPE18] analizan la calidad de la energía en un sistema solar fotovoltaico conectado a la red usando la normativa IEC como método de medición y también como sistema de referencia para unificar y comparar con otros métodos.

También se han desarrollado bajo los estándares IEC auténticos laboratorios virtuales, basados en computador o en técnicas ASIC, que permiten la medida e investigación usando estas herramientas desarrolladas, o con simples fines didácticos [AIE04] [TAR11a] [TAR11b] [KAM11].

De igual forma se usan las herramientas anteriores, o bien en su lugar medidores comerciales compatibles con las normativas, para medir la calidad de la red eléctrica cerca de los nuevos sistemas de generación distribuida (minicentrales fotovoltaicas, eólicas, ...) y el uso de cargas no lineales fruto de las nuevas tecnologías (convertidores para mejorar el factor de potencia o FACTS, sistemas de iluminación LED, fuentes de alimentación conmutadas, ...), que todas ellas generan nuevas fuentes de distorsión armónica [AIE06] [TEN08] [LIA12], o medir directamente cómo queda afectada la calidad de la red al conectar motores asíncronos excitados por variadores de frecuencia [ISS09].

También basándose en las normas IEC, en [SOL17] y [SOL18] se analizan los subgrupos armónicos e interarmónicos generados a la entrada de los variadores de velocidad, utilizando un ancho fijo de ventana de muestreo de 0,2 s y una agregación temporal constante de 3 s. Oliveira, Anesio, et al. estudian en [OLI19] una metodología para identificar la ventana de muestreo más apropiada para cuantificar las emisiones armónicas e interarmónicas, considerando señales variables en el tiempo, basándose en el cálculo de las distorsiones armónicas e interarmónicas usando la DFT de acuerdo con la norma IEC 61000-4-7. Bartman y Kwiatkowski en [BAR18] comparan los resultados obtenidos con diferentes tiempos totales de agregación, probando desde ventanas de 0,2 s sin agregación temporal hasta un tiempo total de agregación de 3 s, como se indica en la norma 61000-4-30. A pesar de la existencia de los trabajos mencionados, la selección de un tiempo de agregación adecuado sigue siendo un reto. Es necesario determinar un valor apropiado para el tiempo total de agregación que, de acuerdo con el contenido armónico de la señal analizada, establezca y mejore la precisión de los resultados obtenidos con la DFT a lo largo de diferentes ventanas de análisis. Esta mejora es importante porque todas las agrupaciones armónicas se obtienen a partir de los valores eficaces de las barras espectrales halladas con la DFT, así como las tasas de distorsión definidas en el estándar y formadas por estas agrupaciones [IEC-61000-4-7] [DAL15] [ALF17d] [SPE18] [COL19], y también las tasas de distorsión propuestas por otros autores y basadas en la misma norma [DAL15] [LAN16] [SOL16] [COL19] [CHI17] [GRE18]. En el

capítulo 5 de esta tesis se analizará esta cuestión y se expondrán resultados experimentales para el caso particular de señales medidas a la salida de variadores de frecuencia que accionan motores de inducción.

Otros autores combinaron la forma de medir las agrupaciones espectrales y agregaciones temporales definidas en la normativa con otras técnicas diferentes a la FFT para analizar el espectro, con la resolución marcada por la normativa (caso del uso de las wavelets, como desarrollaron [DIE09] [TAR07] u otras técnicas [LIN13a]). En el artículo [VAL13] se presenta una metodología basada en un nuevo método que usa redes neuronales para la estimación de armónicos de la red eléctrica bajo la norma IEC61000-4-7, y se implementa bajo FPGA. El instrumento desarrollado da un tiempo de evolución de los armónicos e interarmónicos para amplitudes y fases que cumplen con el estándar IEC61000-4-7, a diferencia de otros métodos híbridos que no lo satisfacen.

Por último, cabe esperar que con las nuevas tasas de distorsión mejoradas para medir interarmónicos y para más altas frecuencias, y las revisiones y mejoras de las normativas sobre todo en la parte relativa a la medida de interarmónicos, se sigan usando cada vez más las técnicas de medida de perturbaciones armónicas basadas en los estándares IEC como técnicas unificadoras y validadoras de otras más innovadoras, junto con su uso habitual para la medida de la calidad de la red eléctrica.

CAPÍTULO-3

PROCEDIMIENTOS de MEDICIÓN de ARMÓNICOS e INTERARMÓNICOS en SEÑALES de RED ELÉCTRICAS NO CONTEMPLADOS en la NORMATIVA.

Aunque el interés de esta tesis se centra en el análisis armónico e interarmónico de señales procedentes de variadores de frecuencia, los procedimientos utilizados para este fin están englobados dentro del conjunto de los usados para el procesamiento de señales para el análisis de la calidad de la energía en general, para todo tipo de perturbaciones (tanto para variaciones como son los propios armónicos, como para eventos). Conviene pues hacer un repaso general a todos estos métodos de procesamiento.

En el capítulo 2 de esta tesis se vio la problemática causada por los armónicos e interarmónicos, tanto en la red de suministro como en las cargas a ella conectadas, como son los variadores y motores de inducción que se tratarán de forma más detallada en el siguiente capítulo. Por ello se hace necesario obtener una estimación armónica precisa. Muchas normas, directrices y recomendaciones, como el estándar IEEE 519-1992 y la serie IEC 61000 se han propuesto con este propósito. Además, algunos índices como los *Total Harmonic Distortion (THD)* y *Total Demand Distortion (TDD)*, que se utilizan, respectivamente, para los armónicos de tensión y corriente, los grupos y subgrupos *THD* o la distorsión armónica parcial ponderada se han desarrollado para determinar la cantidad de distorsión presente en la señal original [IEC08]. La estimación de armónicos implica la detección de las componentes de frecuencia presentes en la señal y la medición y estimación de amplitudes y fases de esas frecuencias. Por otra parte, es difícil conseguir una medida de interarmónicos, con una aceptable precisión, usando las especificaciones del IEC. Existen otras técnicas que miden con mayor resolución los armónicos e interarmónicos individuales, pero fuera del marco de los estándares y agrupaciones del IEC [ARR03, p. 58].

La transformada discreta de Fourier (DFT), y su implementación mediante la transformada rápida de Fourier (FFT), ha sido y sigue siendo una de las opciones de análisis armónico preferidas por los investigadores y profesionales. En el capítulo 2 se describieron sus limitaciones y desventajas. Entre las limitaciones y desventajas de la DFT ya se vio que estaban el efecto valla (*picket-fence*), la fuga espectral o *leakage* y tener una gran sensibilidad a la desviación de la frecuencia fundamental. Para superarlas, se han desarrollado otros algoritmos.

Entre estos algoritmos, algunos métodos llamados no paramétricos como son los basados en las transformadas wavelet (WT) y de Hilbert-Huang (HHT) se utilizan para la estimación de los armónicos. Se puede lograr una mayor resolución y precisión en la estimación mediante los métodos basados en modelos o también denominados paramétricos, como son el método autorregresivo de media móvil (ARMA, *AutoRegressive Moving Average*), la descomposición armónica de Pisarenko (PHD, *Pisarenko Harmonic Decomposition*), la técnica de clasificación de señal múltiple (MUSIC, *Multiple Signal Classification*), la estimación de

parámetros de señales a través de técnicas de invariancia rotacional (ESPRIT, *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique*) y el método de Prony. Las herramientas de inteligencia artificial como las basadas en redes neuronales artificiales (ANN, *Artificial Neural Network*), y las técnicas recursivas como por ejemplo los filtros de Kalman (KF, *Kalman Filtering*), ADALINE (*Adaptive Linear Element*) y los PLL de fase extendida (EPLL, *Extended Phase Locked Loop*) se están convirtiendo en muy habituales también en la estimación de los armónicos.

Existen diversas clasificaciones de las técnicas de estimar armónicos, según el criterio utilizado para ello. Una primera clasificación puede deberse al criterio de estar estas técnicas fundamentadas en modelos (métodos paramétricos) o no basadas en modelos (métodos no paramétricos o basados en transformadas o filtros sub-banda) [BOL06] [JAI11] [STA17]. Esta clasificación puede ser la más habitual y admite a su vez más subdivisiones, como se verá en el primer apartado de este capítulo.

Otra clasificación puede estar basada en la naturaleza temporal de las señales tratadas por cada uno de los métodos anteriores. Así, se tienen métodos de análisis espectral, más adecuados para señales estacionarias y otros más enfocados al análisis de señales no estacionarias (y a su vez, dentro de estos, los métodos no basados en modelos y los métodos paramétricos más adecuados para señales no estacionarias). El siguiente apartado de este capítulo describirá las peculiaridades de estas técnicas, muchas de las cuales ya se habrán descrito brevemente en el apartado 3.1 [BOL06] [BOL09] [DRI09].

Una tercera clasificación puede ser la descrita en [CHE10], [CHA10] y [CHE14], basada en la forma de tratar las señales objeto de análisis armónico, con técnicas de procesamiento por lotes o bloques (*batch signal processing*) y técnicas no basadas en bloques o iterativas (también conocidas como recursivas, que son además métodos paramétricos, según el primer criterio de clasificación). Esta última clasificación persigue como finalidad principal la medición con precisión de las principales frecuencias de las señales tratadas.

Cada técnica concreta puede participar simultáneamente de varios de estos criterios de clasificación. Por ejemplo, la DFT es una técnica no paramétrica o no basada en modelos, adecuada para señales estacionarias y de procesado por bloques o lotes; mientras que las técnicas MUSIC y ESPRIT de ventana deslizante son paramétricas, apropiadas para señales no estacionarias y de procesado por bloques.

3.1.- Métodos de procesamiento de señales según se basen en modelos (paramétricos) o no se basen en modelos (no paramétricos).

Las técnicas de estimación de armónicos pueden clasificarse en dos grandes grupos como métodos no paramétricos y paramétricos ([BOL06], [JAI11], [STA17]), a los que puede añadirse una tercera clase de métodos conocidos como híbridos, que aúnan las ventajas de varios métodos en una única solución. Esta clasificación puede subdividirse a su vez en varias subcategorías de métodos, tal como se muestra en la figura 3.1. Los métodos no paramétricos estiman el espectro directamente de la señal, por lo general en términos de algunos coeficientes (por ejemplo, la amplitud) de un conjunto de funciones conocidas, generalmente conocido como función base. La señal estimada puede ser independiente del tiempo o dependiente, según el método utilizado. Los métodos paramétricos usan un modelo apropiado

para representar la señal y luego estimar los parámetros del modelo a partir de los valores de datos disponibles. Los parámetros estimados se aplican después al modelo seleccionado para así determinar los contenidos armónicos de la señal. Los métodos recursivos o iterativos son métodos paramétricos especiales, de naturaleza adaptativa/recursiva, que tratan de superar algunos de los inconvenientes presentes en los métodos basados en el procesamiento por lotes, como por ejemplo la inexactitud en la estimación en presencia de ruido.

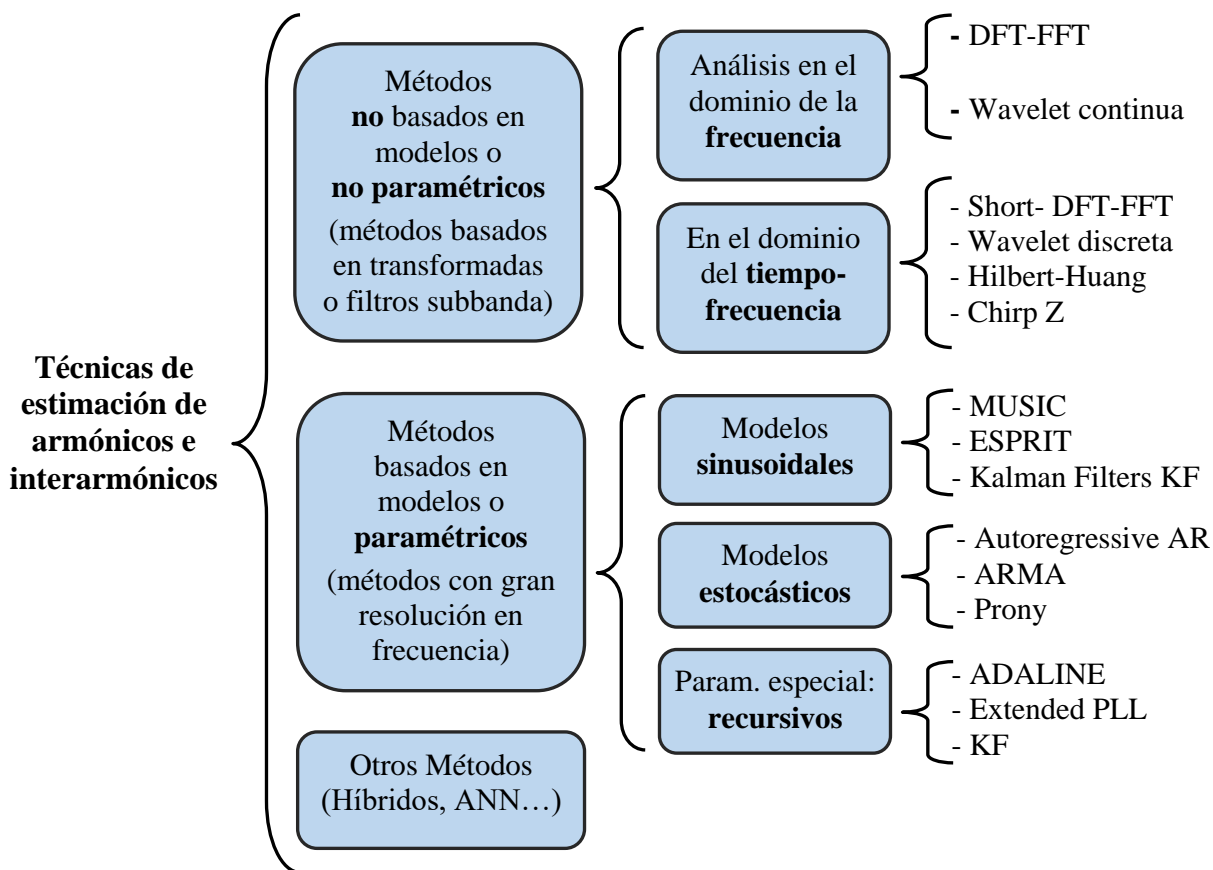


Figura 3.1 Clasificación general de técnicas de estimación de armónicos e interarmónicos, según se basen o no en modelos paramétricos [JA11 1] [STA17].

En las siguientes secciones se hará una breve descripción individual de cada uno de ellos, para después pasar a conocer sus características generales. Al finalizar el capítulo se verá una comparativa y un resumen de sus ventajas e inconvenientes y potenciales aplicaciones.

3.1.1.- Descripción básica de cada método.

3.1.1.1.- Transformada Discreta y transformada rápida de Fourier (DFT-FFT).

La transformada discreta de Fourier es un método para transformar una señal periódica y discreta del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, con un rango finito de muestras de datos. La transformada rápida de Fourier es un método rápido y eficiente utilizado para su evaluación. La señal en el dominio de la frecuencia es discreta en su naturaleza y la resolución depende del tamaño de la ventana de muestreo. La mitad del total de componentes de

frecuencia son negativos (imagen especular de frecuencias positivas) y son simplemente descartados. Estas y otras características ya fueron comentadas en el capítulo 2 puesto que la transformada de Fourier es la herramienta básica para el cálculo de los valores eficaces de las componentes armónicas según la metodología recomendada por la normativa IEC.

Las principales deficiencias de la DFT (*leakage, picket-fence, aliasing*, baja resolución en señales no estacionarias con cortas ventanas de muestreo, ...) dieron lugar a la propuesta de técnicas para superar las deficiencias de la DFT, como son la técnica de utilización de funciones ventana (*windowing*), de interpolación y de sincronización.

Algunos autores [HAR78] [CHI15a] [SUN18] [ORU19] han examinado la aplicación de las distintas funciones ventana para limitar la fuga espectral y han demostrado con ello su utilidad en la resolución de armónicos muy próximos entre sí con grandes diferencias de amplitud. Jain et al. [JAI79], Grandke [GRA83] y Andria et al. [AND89] propusieron algoritmos de interpolación basados en el dominio de frecuencia, mejorando la precisión gracias a la reducción de fugas. Milos Sedláček y Michal Titera [SED98] presentaron una técnica de interpolación basada en el dominio del tiempo y una comparación con la técnica de interpolación en el dominio de la frecuencia. El uso del ancho de ventana adaptativa sugerido por Hidalgo et al. [HID02] y Zhu [ZHU07] reduce considerablemente la fuga espectral en señales con amplias variaciones en su frecuencia fundamental y la presencia de interarmónicos cercanos a la misma. Ya se vio que el IEC Std. 61000-4-7 [IEC08] recomienda la sincronización de la ventana temporal (10 ciclos de 50 Hz y 12 ciclos para sistemas de 60 Hz) con la frecuencia de la señal analizada para así conseguir la fuga espectral más baja posible. Ferrero et al. [FER92] presentaron la sincronización de las muestras con la frecuencia fundamental de la señal basada en el uso de un PLL digital mediante la generación de impulsos de sincronización. Otra técnica de sincronización basada en la transformada *Chirp-Z* (CZT) fue utilizada por Aiello et al. [AIE05], donde se detecta la frecuencia fundamental de la señal para así poder ajustar la frecuencia de muestreo adecuadamente. Los dos métodos de sincronización, PLL digital o bien CZT, fueron comparados por Aiello et al. [AIE07] concluyendo que la técnica PLL tiene el inconveniente de ser sensible en su rendimiento a las perturbaciones en la señal de entrada, mientras que la técnica CZT tiene el inconveniente de tener una resolución limitada. En tales técnicas, la precisión en la estimación depende directamente de una sincronización exacta. Por ello, Gallo et al. [GAL04b] propusieron una técnica desincronizada en dos etapas que utiliza una FFT interpolada: los armónicos y la componente fundamental se extraen de la interpolación en el dominio de la frecuencia en una primera etapa; y luego se obtienen los interarmónicos en la segunda etapa, después de la filtración estimada de armónicos a partir de la señal original. Tarasiuk [TAR11a] y [TAR11b] propuso un analizador de la calidad de la energía utilizando un método híbrido con las dos técnicas (CZT y DFT) como herramientas principales. Más recientemente, Romero-Troncoso [ROM17] propone la técnica de tasa múltiple (*multirate signal processing*) relacionada con la interpolación, para mejorar el análisis basado en FFT para detectar fallos en motores de inducción. En [WEN18] se estima la amplitud de una señal de red distorsionada con ruido blanco y armónicos, mediante el uso de la FFT con ventana de interpolación simétrica (*Windowed Symmetrical Interpolation FFT, WSIFFT*), observándose que el error absoluto de la amplitud máxima decrece a medida que disminuye el lóbulo lateral espectral de la ventana adoptada.

Para analizar señales no estacionarias, y con el fin de así mantener su información temporal, se utiliza la DFT-ventanada o también conocida como transformada de Fourier de tiempo corto (*Short Time Fourier Transform, STFT*), como se verá en el apartado 3.2.

3.1.1.2.- Transformada Wavelet (WT).

Las técnicas basadas en la transformada wavelet y la transformada Hilbert-Huang aparecen hacia finales del siglo XX, y son creadas principalmente para señales no lineales variables en el tiempo. El análisis espectral mediante la transformada de Fourier se basa en funciones base senoidales con unas frecuencias determinadas con gran precisión y que coinciden con múltiplos de la resolución frecuencial, obtenida como el inverso de la ventana de adquisición. Estas funciones base son pues estacionarias, sólo válidas para analizar señales estacionarias o de duración infinita y que por ello poseen contenidos espectrales invariantes en el tiempo. Consiguientemente, se presume que la onda analizada es una repetición ilimitada del trozo de señal estudiada durante sólo la ventana de muestreo. Por ello, cualquier perturbación o alteración que ocurra durante la ventana de adquisición se creará de forma errónea que se reitera indefinida y periódicamente. Por ello, aparece el inconveniente de no poder tener simultáneamente altas resoluciones en los dominios frecuencial y del tiempo [DRI09]. Esta cualidad es una consecuencia del Principio de Incertidumbre. El uso de wavelets ofrece una solución de compromiso entre la resolución en frecuencia y la resolución en tiempo, algo que no se consigue con la DFT.

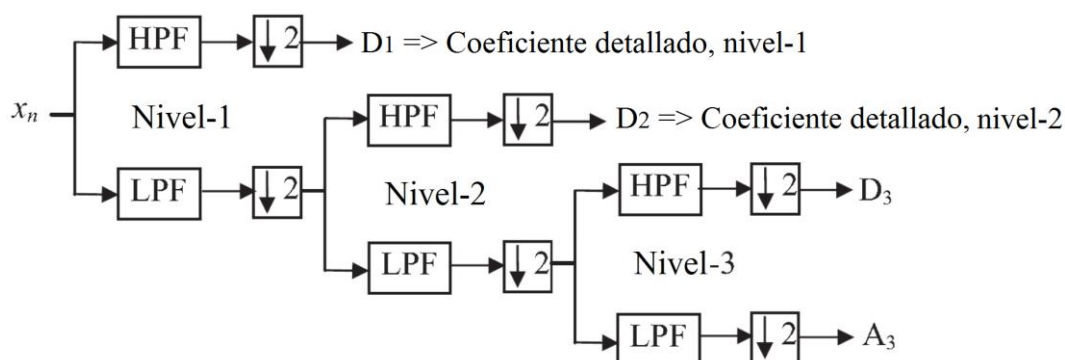


Figura 3.2 Representación de la transformada DWT con análisis de bancos de filtros [JAI11].

La transformada wavelet usa ondoletas (wavelets) para descomponer cualquier señal y realizar así su análisis detallado con una resolución múltiple en tiempo y en frecuencia. En este método se compara la señal x a analizar con una wavelet ψ adecuada durante un período de tiempo definido y se obtiene un coeficiente X_{DW} que es básicamente una correlación de la señal con la wavelet. En la transformada wavelet discreta (*Discrete Wavelet Transform*, DWT) los parámetros de dilatación y traslación se mantienen como función de un parámetro entero m para obtener los niveles discretos de descomposición. Para una señal discreta $x(n)$ se puede definir como:

$$X_{DW}(m, k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot \frac{1}{\sqrt{s_{do}^{m-1}}} \psi^* \left(\frac{n - k \cdot u_o \cdot s_{do}^{m-1}}{s_{do}^{m-1}} \right) \quad (3.1)$$

donde k es el índice del coeficiente del nivel m . Aquí, m representa la dilatación (s_{do}^{m-1}) y k el parámetro de traslación ($k \cdot u_o \cdot s_{do}^{m-1}$). La DWT se implementa normalmente usando una serie de parejas de filtros digitales paso bajo y paso alto con $s_{do} = 2$ y $u_o = 1$, como se muestra en la figura 3.2. Cada pareja de filtros, seguido de un dispositivo de reducción de muestreo (diezmado) que básicamente realiza la dilatación adecuada, constituye un nivel, y produce

coeficientes detallados (paso alto) y aproximados (paso bajo). Estos coeficientes cuando se disponen juntos en secuencia, comenzando por los coeficientes del último nivel, constituyen la transformada DWT. Dado que cada banda de frecuencia se reduce a la mitad en cada nivel; la reducción de muestreo mejora la eficiencia de la transformación. Como resultado, proporciona una alta resolución en el tiempo en las frecuencias altas y una alta resolución en frecuencia en las frecuencias bajas.

La transformada wavelet packet (WPT) es otra técnica dentro de la teoría de wavelets, implementada usando una serie de parejas de filtros similares a los utilizados en la DWT. La WPT sigue descomponiendo ambas salidas (de ambos filtros *High Pass Filter*, HPF, y *Low Pass Filter*, LPF) en todos los niveles, a diferencia de la DWT que sólo continuaba descomponiendo la salida LPF. Así logra una mejor resolución de frecuencia incluso a altas frecuencias. La figura 3.3 muestra la estructura de la WPT. Los coeficientes de cada nivel se pueden expresar como:

$$D_{2^j}^m(k) = \sum_n g(n) D_j^{m-1}(2k - n) \quad (3.2a)$$

$$D_{2^{j+1}}^m(k) = \sum_n h(n) D_j^{m-1}(2k - n) \quad (3.2b)$$

donde $j = 0, 1, \dots, (2^{(m-1)}-1)$ representa los nodos de filtrado al $(m-1)$ -ésimo nivel suministrando las entradas a los 2^m nodos del siguiente nivel (m) -ésimo; $g(n)$ y $h(n)$ son las respuestas al impulso de los filtros paso bajo y paso alto, respectivamente. D_0^0 es igual que la señal de entrada $x(n)$.

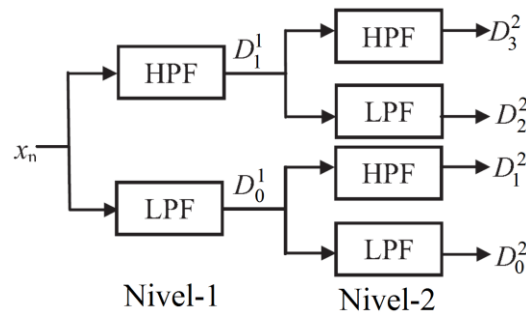


Figura 3.3 Representación de la estructura de la transformada Wavelet Packet [JAI11].

Una introducción a la aplicación de wavelets en el análisis de señales de potencia se puede encontrar en [YOO98]; mientras que en [NEW93] se discute el uso de la transformada wavelet como una herramienta de análisis de armónicos en general. En el capítulo 2 se mostraron varios ejemplos de aplicación de la WPT para la medición de calidad en la red [DIE06] [DIE09], dentro de la normativa IEC. La DWT sólo es capaz de descomponer la señal en sub-bandas [CHE08], mientras que la transformada wavelet continua (CWT) ofrece una alta carga computacional. Por ello, para la estimación de armónicos es más adecuada la variante discreta (WPT o DWT). Pham y Wong [PHA99] y Keaochantrond y Boonseng [KEA02] aplican la DWT para obtener sub-bandas uniformes en una primera etapa y luego obtienen el contenido armónico usando la CWT en la siguiente etapa. En [QID18] primero se descompone la señal en un conjunto de componentes funcionales llamadas de tipo modo intrínseco (*Intrinsic Mode Type*, IMT) a través de la transformada SWT2nd (*Second-order*

Synchrosqueezing Wavelet Transform), y luego se calculan las frecuencias y amplitudes instantáneas de cada componente IMT a través de la transformada de Hilbert. En la mayor parte de la literatura reciente [DIE09] [DUQ11] se utilizan diferentes bancos de filtros para aplicar técnicas de estimación armónicos basadas en WPT, con algunas características mejoradas como son: el filtrado adaptativo [LIM10], la optimización lineal [MAZ09] y el agrupamiento armónico [DIE10] siguiendo las indicaciones del IEC este último. Como resumen, en [BAR12] se presenta una revisión de todas las aplicaciones de la transformada wavelet en la medición y análisis de la distorsión armónica en los sistemas de potencia, discutiendo el rendimiento de los diferentes métodos propuestos en la literatura.

Las wavelets son a la vez eficaces y eficientes para detectar las posiciones temporales de las transiciones o cambios repentinos en la señal (eventos). Sin embargo, la principal desventaja de las wavelets es que sus frecuencias centrales son difíciles de ajustar exactamente en las frecuencias armónicas deseadas. Las frecuencias centrales de los filtros paso banda se fijan una vez elegido el número de escalas, y estas frecuencias centrales es probable que se encuentren en frecuencias distintas a las de los armónicos deseados. Además, el número de armónicos dentro de cada banda se incrementa a la vez que lo hacen las frecuencias centrales de cada filtro.

3.1.1.3.- Transformada de Hilbert-Huang (HHT).

La transformada de Hilbert-Huang [HUA98] [HUA05] o HHT es una técnica de análisis de datos en dos pasos, que utiliza el concepto de frecuencia instantánea. La HHT descompone los datos en las funciones de modo intrínseco (*Intrinsic Mode Functions*, IMF) utilizando el proceso de cribado, conocido como Modo de Descomposición Empírica (*Empirical Mode Decomposition*, EMD), en un primer paso. Las IMF son las funciones base de adaptación derivadas de los datos en sí mismos, (a diferencia de otras técnicas bien conocidas como la DFT y la WT en las cuales las funciones base se eligen antes de un análisis arbitrario) para las que se define la frecuencia instantánea en cada punto. El proceso de descomposición implica un cribado sucesivo para llegar a una IMF hasta que se cumpla el criterio de parada. La descomposición se detiene cuando ya sea el último componente obtenido y/o el residual ya sea pequeño o el residual se convierta en una función monótona. La señal puede ser representada en forma de IMFs:

$$x(t) = \sum_{i=1}^n c_i + r_n \quad (3.3)$$

En el segundo paso, la transformada de Hilbert (*Hilbert Transform*, HT) se aplica sobre las IMFs obtenidas, de acuerdo con la ecuación (3.4), y proporciona información sobre el contenido de amplitud y fase utilizando la ecuación (3.5) tanto en la escala de tiempo como de frecuencia.

$$H(c_i(t)) = d_i(t) = \frac{1}{\pi} P \int_{-\infty}^{\infty} \frac{c_i(t')}{t-t'} dt' \quad (3.4)$$

donde $H(*)$ representa la HT de cualquier función real, d_i es la HT de la i -ésima función IMF de modo intrínseco c_i , y P es el valor principal de Cauchy. La IMF c_i y su transformada de Hilbert d_i forman una función analítica compleja que puede ser expresada como:

$$z(t) = c_i(t) + jd_i(t) = a(t)e^{j\theta(t)} \quad (3.5)$$

donde $a(t)$ y $\theta(t)$ son la amplitud y el ángulo de fase en ese instante, respectivamente.

En los últimos años, Yu y Yang [YUJ09], Chen et al. [CHE09] y Zhang et al. [ZHA09] propusieron técnicas basadas en la transformada de Hilbert-Huang mostrando su potencial en la estimación de armónicos. Después Cho et al. [CHO10] propusieron la transformada de Gabor-Wigner, capaz de realizar análisis en el dominio tiempo-frecuencia. Se trata de una combinación operativa de la transformada de Gabor (versión ampliada de la STFT), y de la función de distribución de Wigner, que en conjunto supera los inconvenientes de cada uno de los dos métodos por separado. Platas-Garza [PLA11] propone otra nueva técnica basada en la expansión de la serie de McLaurin para el análisis de armónicos dinámico, conocida como la transformada de Fourier-Taylor, que puede ser implementada usando bancos de filtros FIR. En [XUB13] y [MAT12] se usa la HT, (el primero de estos artículos realmente es un método híbrido, combinando Hilbert con ESPRIT), para detectar con mayor precisión las frecuencias correspondientes a barras rotas en motores de inducción, sobre todo en los casos con bajos deslizamientos y mala sincronización del armónico fundamental. Más recientemente, en [PET17] se propone un procedimiento para la estimación de la amplitud y fase de una señal con múltiples armónicos, basado en el concepto de la señal analítica de Gabor, adecuado para varias aplicaciones de procesamiento de señales, tales como reconstrucción de señales, estimación espectral, medición y monitorización en sistemas de potencia, realizando todos los cálculos necesarios en tiempo real.

3.1.1.4.- Transformada Chirp Z (CZT).

La transformada Chirp Z [RAB69] (*Chirp Z-Transform*, CZT) es una técnica para averiguar la transformada-z de un número de muestras de datos de longitud finita a lo largo de un contorno general $z_k = AW^{-k}$ en el plano-z, superando algunas de las deficiencias de la FFT. Aquí, A y W son los números complejos arbitrarios indicados por las ecuaciones (3.6a) y (3.6b). La DFT viene a ser un caso especial de CZT cuando $A = 1$, $W = e^{-j2\pi/N}$ y el número de puntos K en el plano-z igual al número total de muestras N .

$$A = A_o \cdot e^{j2\pi\theta_o} \quad (3.6a) \quad ; \quad W = W_o \cdot e^{j2\pi\phi_o} \quad (3.6b)$$

donde, A_o , W_o , θ_o y ϕ_o son números reales. La CZT de la señal $x(n)$, evaluada usando dos FFT y una FFT inversa, se puede expresar usando la ecuación (3.7) como:

$$X_{CZ}(Z_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot A^{-n} \cdot W^{nk}, \quad \text{para } k = 0, 1, 2, \dots, (K-1) \quad (3.7)$$

En [AIE05] se propone el uso de un algoritmo basado en la transformada Chirp Z para detectar la frecuencia fundamental y así poder establecer la frecuencia de muestreo adecuada para sincronizar la adquisición de señal, aprovechando de este modo la facilidad de la transformada Chirp Z para aplicaciones de sincronización.

3.1.1.5.- Modelo Autorregresivo de Media Móvil (ARMA).

El modelo autorregresivo de media móvil [BOX15] (*AutoRegressive Moving Average*, ARMA) es una técnica paramétrica o basada en modelos estocásticos, en la que la señal $x(n)$ se considera como si fuera la salida de un sistema de polos y ceros $H(z)$ cuya entrada es el ruido blanco $w(n)$. La función de transferencia del sistema se puede escribir como:

$$H(z) = \frac{x(n)}{w(n)} = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + \dots + b_Q \cdot z^{-Q}}{1 + a_1 \cdot z^{-1} + \dots + a_P \cdot z^{-P}} \quad (3.8)$$

donde P es el número de polos y Q es el número de ceros. Los parámetros a_i y b_i del modelo ARMA se estiman primero usando el bloque de muestras y luego se obtiene el espectro de magnitudes $M(e^{jw})$ a partir de la ecuación (3.9):

$$M(e^{jw}) = |H(e^{jw})| = \left| \frac{\sum_{i=0}^Q b_i \cdot e^{-jw}}{1 + \sum_{i=1}^P a_i \cdot e^{-jw}} \right| \quad (3.9)$$

Tanto ARMA como el modelo autorregresivo (*AutoRegressive Model*, AR), además de ser paramétricos, son modelos basados en lotes o procesamiento de los datos en bloques. Proporcionan un análisis de las distorsiones en todas las bandas de frecuencia, por lo que pueden dirigirse directamente a la cuantificación de espectros de potencia de banda ancha o distribuidos [KON16].

3.1.1.6.- Método de Prony.

El método de Prony es una técnica que aproxima la señal muestreada con un conjunto finito de exponenciales con frecuencias, amplitudes y ángulos de fase desconocidos. La técnica clave en el método de Prony es introducir un polinomio $P(z)$ con términos exponenciales que contienen la información de frecuencia siendo sus raíces:

$$P(z) = \prod_{h=1}^M (z - z_h) \quad (3.10)$$

donde $z_h = e^{jw_h \Delta t}$ y M es el orden de estimación. Sin embargo, esto puede introducir un nuevo conjunto de coeficientes polinomiales desconocidos. Para obtener estos coeficientes polinómicos y así poder identificar los componentes de frecuencia, se pueden utilizar una variedad de recursos, tales como la autocorrelación, la covarianza, la autorregresión, y la descomposición de valor singular [LEO03] [XUE12]. A continuación, la amplitud y el ángulo de fase de cada componente pueden ser seguidos mediante la construcción de la matriz de *Vandermonde* y la solución de sus ecuaciones lineales.

Distintos autores han propuesto la aplicación del método de Prony para la estimación de los armónicos e interarmónicos en sistemas de energía [MAR79] [CHA10a], aunque sin embargo es más popular su uso en la estimación y análisis de oscilaciones de baja frecuencia [SUN08]. Chang y Chen [CHA10a] utilizan la técnica de la reducción de muestreo (*downsampling* o diezmado) para identificar las frecuencias estrechamente adyacentes,

utilizando el método de Prony para datos con ruido. Según los autores, el método propuesto puede detectar y discernir con precisión los componentes armónicos e interarmónicos cuando están presentes varias líneas espectrales cercanas. En [CHE13a] se utiliza este método en una aplicación de conexión de sistemas eólicos a la red, para la medida de las emisiones armónicas y verificación de la calidad de la energía. Y en [RAB19] se estudia el método de Prony para la identificación de armónicos e interarmónicos en sistemas de potencia en general.

3.1.1.7.- Método de Clasificación Múltiple de Señal (MUSIC).

El método de clasificación múltiple de señal (*Multiple Signal Classification*, MUSIC) realiza el análisis estimando las frecuencias y potencias de los armónicos en la señal, mediante el empleo de un modelo armónico en su forma sinusoidal (véase ecuación (3.11)) o en su forma compleja exponencial (ecuación (3.12)). A diferencia de ESPRIT, que es un método basado en el subespacio de señal, la técnica MUSIC es un método paramétrico basado en el subespacio de ruido [KIA07], [BOL06]. Una señal muestreada discreta $y(n)$ de un número finito N de muestras tomadas en intervalos Δt puede ser representada mediante H componentes senoidales en ruido como:

$$y(n) = \sum_{h=1}^H a_h \cdot \cos(n \cdot w_h \cdot \Delta t + \phi_h) + w(n) \quad (3.11)$$

$$y(n) = \sum_{h=1}^{2H} A_h \cdot e^{j \cdot n \cdot w_h \cdot \Delta t} + w(n) \quad (3.12)$$

donde a_h es la amplitud, ϕ_h es el ángulo de fase inicial, $w_h = 2\pi f_h$ es la frecuencia armónica o interarmónico en radianes, $w(n)$ representa el ruido blanco aditivo y $A_h = a_h e^{j\phi_h} / 2$ es la amplitud compleja.

Mediante la separación de la matriz de autocorrelación de la señal analizada en matrices de vectores propios de señal y de ruido, el pseudoespectro se calcula con el subespacio de ruido como [BOL06]:

$$\mathbf{P}_{music}(e^{jw}) = \frac{1}{\sum_{k=m+1}^M \left| e^H(w) \mathbf{s}_k \right|^2} \quad (3.13)$$

donde s_k (con $k = m+1, \dots, M$) son los vectores propios asociados con el subespacio de ruido, que son ortogonales a la señal de vector propio $e(w)$; m es la dimensión del subespacio de señal; M es la dimensión del espacio abarcado por los datos de la muestra, con $M > m$. Además, $e^H(w)$ representa la transpuesta conjugada compleja de $e(w)$. Después de calcular todas las frecuencias, la potencia de cada componente puede ser estimada mediante los valores propios y los vectores propios de la matriz de correlación.

Schmidt propuso la técnica MUSIC en su trabajo sobre la determinación de los parámetros de múltiples frentes de ondas que llegan a una antena [SCH86]. Wang y Lu [WAN06]

presentaron un algoritmo de extracción armónica basado en MUSIC. Bracale et al. [BRA08] aplicaron MUSIC y Prony para mediciones directas de grupos y subgrupos armónicos, de acuerdo con la normativa IEC 61000-4-7 (otro ejemplo de método híbrido). También en [DEL15] se usa MUSIC, entre otras técnicas, para la detección de fallos en motores midiendo señales de vibración. Sin embargo, MUSIC no es muy popular en la estimación de armónicos en sistemas de energía, debido a su alta carga computacional, por lo que en [JAF18] se propone una modificación de este método que permite reducir esta carga.

3.1.1.8.- Técnica de Estimación de Parámetros de la Señal a través de la Técnica de Invarianza Rotacional (ESPRIT).

La estimación de parámetros de la señal a través de la técnica de invarianza rotacional (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique*, ESPRIT) es un método paramétrico, basado en el subespacio de señal, que emplea modelos armónicos, bien mediante su forma sinusoidal (ecuación (3.11)) o en su forma compleja exponencial (ecuación (3.12)) y estima las frecuencias y amplitudes de las señales. Teniendo en cuenta la forma compleja en la ecuación (3.12), el subespacio de señal S_1 y el subespacio de ruido S_2 se pueden definir mediante la introducción del vector propio U de la matriz de autocorrelación de la señal analizada y dos matrices seleccionadas Γ_1 y Γ_2 como [BOL06] [JAI12] [TRI11]:

$$S_1 = \Gamma_1 \cdot U \quad S_2 = \Gamma_2 \cdot U \quad (3.14)$$

Entonces, la invarianza rotacional entre los dos subespacios llevaría a

$$S_1 = \Phi \cdot S_2 \quad (3.15)$$

donde $\Phi = \text{diag}(e^{jw_1}, e^{jw_2}, \dots, e^{jw_{2M}})$ es una matriz diagonal siendo w_1, w_2, \dots, w_{2M} las frecuencias estimadas y siendo M el orden estimado.

Después de calcular la información de frecuencia de la matriz Φ con el método de mínimos cuadrados, se pueden obtener la amplitud y el ángulo de fase de cada componente armónico o interarmónico desde la relación *eigen* o propia de la señal.

Roy y Kailath en 1989 propusieron ESPRIT [ROY89] y fue aplicada con éxito para la estimación de armónicos en varios artículos [BRA09] [TAO10]. ESPRIT explota la propiedad de invarianza de desplazamiento de la señal. La técnica ESPRIT de ventana deslizante (*sliding-window* ESPRIT) se introdujo en [GUI08] pensada para señales no estacionarias, que pueden contener interarmónicos variables en el tiempo como las señales generadas en diferentes tipos de sistemas de inversores fotovoltaicos conectados a la red [RAV19].

3.1.1.9.- Filtrado de Kalman (KF).

El filtro discreto de Kalman (*Kalman Filter*, KF) es tanto un algoritmo como un filtro. Esta técnica se ha utilizado con gran profusión en la determinación de armónicos y en aplicaciones para compensar armónicos de forma activa. Usando modelos de composición frecuencial y estimando el ruido blanco contenido en la señal, el KF posibilita prever el valor de las próximas muestras de la señal analizada. Por ello, es una técnica muy adecuada para sistemas en tiempo real, como pueden ser los filtros activos usados en habilitación de redes eléctricas.

Los filtros de Kalman se basan en un conjunto de ecuaciones matemáticas que utiliza los datos de una medición, ruidosa e inexacta, y proporciona un método computacionalmente eficiente (y recursivo o iterativo) para estimar los valores pasados, presentes o futuros, de una forma que minimiza la media del cuadrado del error [KAL60]. El filtrado de Kalman se ha reconocido como una poderosa técnica de estimación de estado [SAD12] [CHE10a] [KWA12]. Es un modelo basado en el estimador óptimo con un error mínimo en la covarianza. Teniendo en cuenta los datos observados, un KF es descrito por un conjunto de ecuaciones de proceso dinámico (o de estado, ecuación (3.16a)) y un conjunto de ecuaciones de medida (o de observación, ecuación (3.16b)) de la siguiente forma:

$$X_{n+1} = \Phi_n X_n + W_n \quad (3.16a)$$

$$Z_n = H_n X_n + V_n \quad (3.16b)$$

donde X_n es el vector de estado y Z_n es la medición en el índice de tiempo n ; Φ_n es la matriz de transición de estado, que relaciona el estado previo con el actual; H_n es la matriz de salida o medición, que relaciona el estado con la medición; y W_n y V_n son el modelo y los errores de medición, respectivamente. La estructura del modelo requerido por el filtro de Kalman es flexible para permitir que la señal medida pueda estar representada de muchas maneras basadas en supuestos diferentes.

Sin embargo, es necesario que la función de proceso dinámico Φ_n y la función de medición H_n sean lineales debido al procedimiento del filtro de Kalman [BOL06], [MAS12]. Sin embargo, el modelo no lineal y su relación con la medición necesitan ser linealizados por medio de una serie de Taylor de primer orden, es decir,

$$X_{n+1} = \phi(X_n) \quad ; \quad \Phi_n = d\phi(X_n)/dX \quad (3.17a)$$

$$Z_n = H(X_n) \quad ; \quad H_n = dh(X_n)/dX \quad (3.17b)$$

El filtrado de Kalman comienza por una estimación inicial, X_0 , para la variable de estado. Se define el error previo y luego se trata de mejorar la estimación inicial por medio de una fusión lineal entre la estimación de la variable de estado y el error de predicción. Con el fin de obtener un buen rendimiento utilizando el método de filtrado de Kalman, se requiere que los diseñadores tengan conocimientos tanto del proceso dinámico como del modelo de medición.

También se han popularizado muchas técnicas basadas en inteligencia artificial y otras técnicas recursivas/adaptativas. Éstas se han aplicado a los métodos convencionales para así superar sus deficiencias, como son las inexactitudes debidas a un incorrecto modelado, ruido presente en la señal y la no linealidad. En 1973, Sharma y Mahalanabis [SHA73] presentaron la aplicación del filtro de Kalman para el análisis armónico, y después hasta una década más tarde no se retomó este método, como en los algoritmos mejorados basados en KF para el análisis de armónicos en línea [MOS07] [MAC06]. El filtro de Kalman extendido (*Extended KF*) se ha utilizado en [DAS99] [CHE10a] para superar las limitaciones del KF, como por ejemplo el efecto en la precisión del modelo matemático elegido. Köse et al. [KOS10] usa una combinación de KF extendido y KF lineal para la descomposición espectral de señales distorsionadas de energía para obtener sus contenidos armónicos e interarmónicos. En [SIN16] se comparan anteriores variantes del filtro de Kalman para la estimación armónica en sistemas de potencia con una nueva variante (*Local Ensemble Transform based Kalman Filter*, LET-KF) que mejora la eficiencia computacional de las anteriores. Y en [NIE19] se detectan los componentes armónicos de la tensión de red usando un KF lineal basado en un

nuevo modelo de seguimiento dinámico (*Dynamic Tracking Model*, DTM) que mejora la precisión en el seguimiento del fundamental y sus armónicos respecto a otras variantes de KF.

Las mayores virtudes de los filtros de Kalman son minimizar el ruido contenido en la señal y poder predecir las sucesivas muestras de una forma satisfactoria. No obstante, se fundan en un patrón establecido de las componentes frecuenciales y en una evaluación del ruido; y por ello usan como si fueran ruido los elementos frecuenciales incluidos en la señal, pero no contenidos en el modelo, y tratan de reducirlos. Por ello, el mayor inconveniente de Kalman es que un elemento no contenido en el modelo podrá provocar fluctuaciones al tratar de seguir la señal y esto se traduce en equivocaciones en la apreciación del valor de cada elemento.

3.1.1.10.- Redes Neuronales Artificiales (ANN).

Una red neuronal artificial (*Artificial Neural Network*, ANN) consiste en un número de neuronas artificiales, conectadas a través de enlaces direccionales, estableciendo una relación de mapeo entre la entrada y la salida usando un conjunto de datos de entrenamiento. Las ANN son uno de los métodos desarrollados para aproximar la relación de correspondencia o mapeo entre la entrada y la salida de una función de transferencia. En general, la detección de cada componente armónico de la señal «y» en la ecuación (3.11) (estimando M armónicos en total) puede ser considerado como un problema de mapeo o correspondencia no lineal, que se puede definir como

$$a_m = P_m(y(1), y(2), \dots, y(n)) \quad (3.18a)$$

$$\phi_m = Q_m(y(1), y(2), \dots, y(n)) \quad (3.18b)$$

donde P_m y Q_m son las funciones de transferencia no lineales para la amplitud y el ángulo de fase del m -ésimo armónico y n es el número de muestras consideradas. Entonces, la función de transferencia no lineal puede ser obtenida alimentando la capa de entrada con una serie de datos de entrenamiento y conectando los objetivos de mapeo en la capa de salida con los pesos de la capa oculta, como se muestra en la figura 3.4.

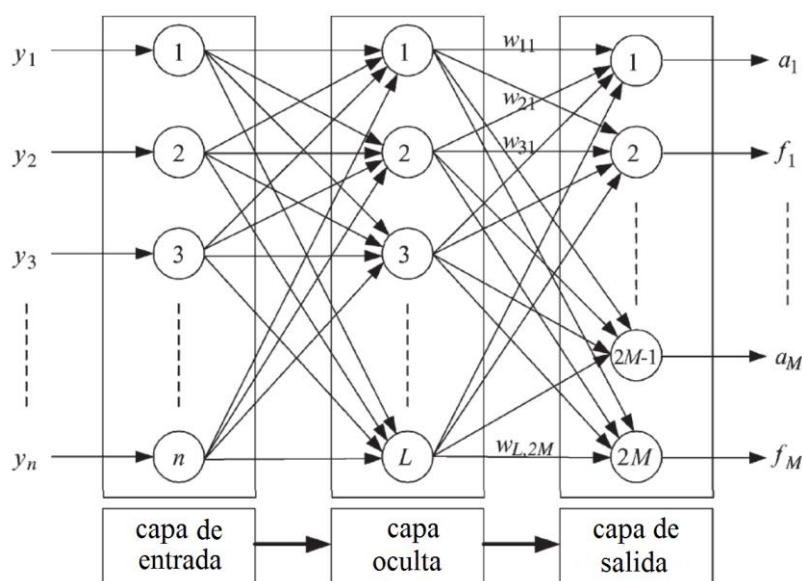


Figura 3.4 Estructura típica de una red neuronal artificial ANN [CHE10].

Mori et al. [MOR91] y Osowski [OSO92] sugirieron la aplicación de ANN en la detección de armónicos. Mori et al. utilizaron una red neuronal de tres capas, con retropropagación (*backpropagation*) del tipo *feedforward* para la predicción de armónicos de tensión, mientras que Osowski consideraba una señal consistente en n frecuencias de amplitud y fase desconocida y luego utilizaba redes neuronales para el procesamiento paralelo de muchas muestras para una mayor velocidad de cálculo. Mathew y Reddy [MAT94] aplicaron una red neuronal del tipo *feedback* con el método de Pisarenko. Otras referencias importantes del uso de redes neuronales en el campo del análisis armónico son [LIN07] [XIA10] [TEM11] [MAN18] y de su uso en la detección y clasificación de perturbaciones eléctricas en general [VAL14].

La *Back Propagation Network* (BPN) dispone de las ventajas de tener una alta precisión y buena capacidad de manejar problemas altamente no lineales, pero hereda sin embargo los inconvenientes de presentar una convergencia lenta y de caer fácilmente en los indeseables mínimos locales de la superficie de error. Por ello ha habido también otras muchas redes neuronales útiles propuestas en los últimos años [WID90] [BOS07]. A diferencia de otros métodos de análisis que hacen la reconstrucción de los datos muestreados, la reconstrucción en la red neuronal se centra en la función de transferencia.

3.1.1.11.- Bucle de enganche de fase (PLL) y PLL mejorado (EPLL).

El lazo de enganche de fase (*Phase Locked Loop*, PLL) es un mecanismo ampliamente utilizado que trata de realizar un seguimiento de la fase de la señal entrante. La sincronización de las señales se puede lograr mediante la comparación de la diferencia de fase entre la señal entrante y la señal de referencia generada a partir de un oscilador controlado por tensión (VCO) a través de un detector de fase y un filtro de bucle [LIC11] [THA11] [GON12]:

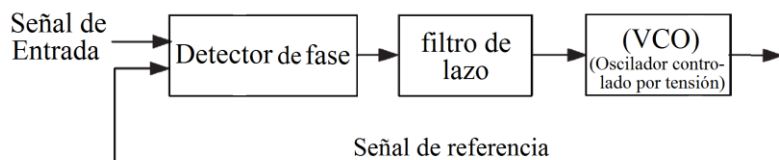


Figura 3.5 Estructura básica de un PLL (Phase Locked Loop) [CHE10].

En [KAR05] se propone la PLL mejorada (*Enhanced PLL* o EPLL), que permite la medida de armónicos e interarmónicos y obtener la frecuencia, amplitud y ángulo de fase de una señal. Consiste en un número de unidades básicas, cada una de ellas trabajando como un filtro rechazo banda no lineal adaptativo, con ajuste preestablecido para una cierta frecuencia armónica, que adaptativamente sigue las variaciones en la frecuencia fundamental de la señal.

Pueden ser obtenidas las correcciones de amplitud, frecuencia y ángulo de fase de la señal a partir de las siguientes ecuaciones:

$$\Delta a(n) = \mu_1 e(n) \sin\phi(n); \quad \Delta w(n) = \mu_2 e(n) \cos\phi(n); \quad \Delta\phi(n) = w(n) + \mu_3 w(n) \quad (3.19)$$

donde μ_1 , μ_2 y μ_3 son los parámetros de aprendizaje para las correcciones de amplitud a , frecuencia angular w , y ángulo de fase ϕ en el índice n de tiempo. El error $e(n)$ se define como la diferencia entre las señales de entrada y de referencia estimadas. Dado que el sistema EPLL

funciona como un filtro de paso de banda, la estructura original debe ser mejorada para hacer la estimación armónica e interarmónica en serie o en paralelo [KAR05], tal como se muestra en la figura 3.6.

Los bucles de enganche de fase (PLL) se han usado en la detección de frecuencia y sincronización, en aplicaciones como los sistemas eléctricos de aviación, control de maquinaria, y sistemas de alimentación [CAT07] [KAR03] [BEN17]. Karimi-Ghartemani et al. [MOJ10] propusieron que se podía utilizar un filtro adaptativo no lineal, basado en el concepto de PLL mejorada para la estimación de armónicos. También se demostró que el EPLL se puede utilizar para la extracción de otros atributos de la señal, como el valor de pico, parpadeo (*flicker*), etc. Sin embargo, no es un método conveniente para estimar cualesquiera armónicos particulares, ya que utiliza una cadena de EPLLs en serie, uno para cada componente armónico individual, cada uno recibiendo como entrada el residuo de la etapa anterior. Carvalho et al. [CAR09] utilizan un algoritmo en tres etapas, que consta de un filtro paso banda en la primera etapa, seguido de un sub-muestreador en la segunda etapa (para reducir la carga computacional), y finalmente un EPLL para proporcionar la información de amplitud y fase de las diferentes componentes de frecuencia.

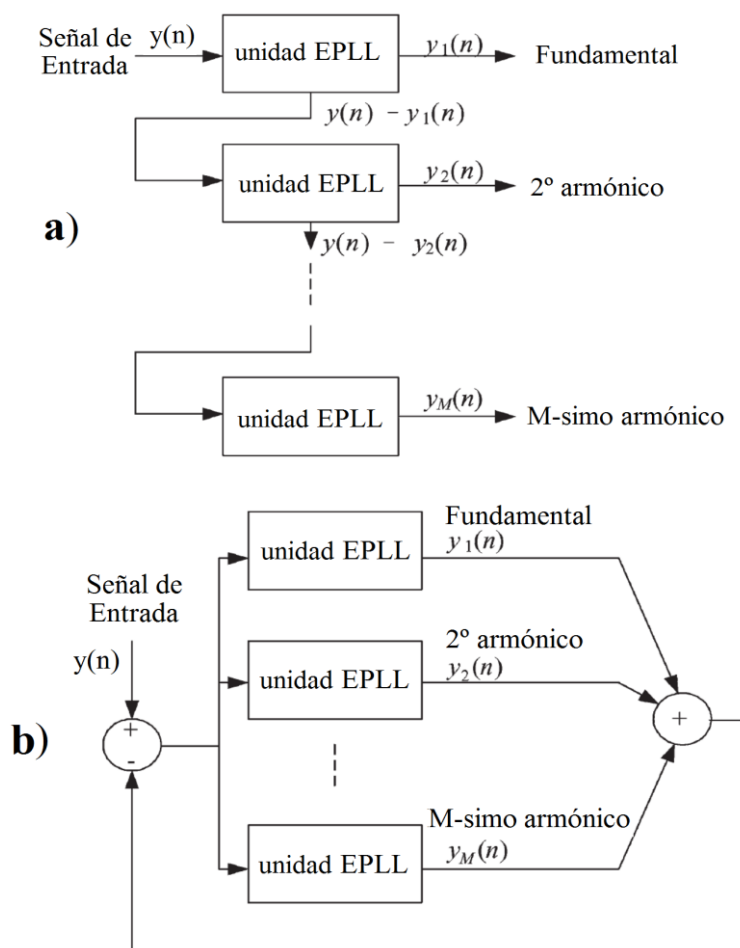


Figura 3.6 Estructura EPLL medidora armónica e interarmónica: a).- Conexión en serie; b).- Conexión paralelo (M es el orden estimado, nº de armónicos considerados) [CHE10].

También es posible la realización de un PLL digital, como se vio en el capítulo anterior en el apartado de sincronización de ventanas de adquisición. Precisamente su principal aplicación

puede ser la detección del armónico fundamental en señales no completamente estacionarias, ya que se adapta bien a las frecuencias variables para así poder sincronizar las ventanas de adquisición con dicho fundamental y sus múltiplos o armónicos, disminuyendo de este modo la fuga espectral. Un inconveniente de este método es que dispone de una respuesta dinámica lenta.

3.1.1.12.- Técnica del Elemento Lineal Adaptativo (ADALINE).

El método denominado «Elemento Lineal Adaptativo» (*ADaptive LINear Element*, ADALINE) es un filtro adaptativo utilizado para la cancelación de ruido o extracción de la señal. En los últimos años, este método ha sido ampliamente utilizado en el campo de los estudios de calidad de energía [WID90] [DAS96] [ABD07] [GAR18]. Para la formulación del problema, se supone que la forma de onda de la señal (tensión o corriente) medida en el sistema de energía, con una frecuencia fundamental f_o conocida, es la suma de todos sus componentes armónicos pero con amplitudes y ángulos de fase desconocidos. La forma discreta de la señal de la ecuación (3.11) se puede expresar:

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{m=1}^M a_m \cdot \cos(2\pi \cdot m f_o n \cdot \Delta t + \phi_m) = \\ &= \sum_{m=1}^M \{ a_m \cdot \cos(\phi_m) \cdot \cos(2\pi \cdot m f_o n \cdot \Delta t) - a_m \cdot \sin(\phi_m) \cdot \sin(2\pi \cdot m f_o n \cdot \Delta t) \} \\ &= \sum_{m=1}^M (w_{2m-1} \cos \theta_m - w_{2m} \sin \theta_m) \end{aligned} \quad (3.20)$$

donde M es el orden de estimación que representa el número de armónicos considerados, $\theta_m = 2\pi f_o m n \Delta t$, $w_{2m-1} = a_m \cos \phi_m$, $w_{2m} = a_m \sin \phi_m$.

Minimizando el error de estimación con el método de descenso de gradiente, la amplitud a_m y el ángulo de fase ϕ_m del m -ésimo armónico se obtiene calculando:

$$a_m = \sqrt{w_{2m-1}^2 + w_{2m}^2} \quad ; \quad \phi_m = \arctan \left(\frac{w_{2m}}{w_{2m-1}} \right) \quad (3.21)$$

Aunque se considera la desviación de frecuencia, la estimación de los resultados puede ser afectada gravemente en presencia de interarmónicos. Por ello, se requieren estrategias para separar las relaciones de error de los términos fundamental w_o , de w_{2m-1} y de w_{2m} , y así también poder estimar efectivamente las componentes interarmónicas.

En 1996 Dash et al. [DAS96] propusieron un nuevo planteamiento para la estimación armónica usando un combinador lineal de Fourier realizado utilizando una neurona lineal adaptativa conocida como ADALINE. Este enfoque es bastante diferente del concepto *backpropagation* y permite un mejor control de la estabilidad y de la velocidad de convergencia mediante la elección apropiada de los parámetros de la ecuación de diferencia de error. Más recientemente, Chang et al. [CHA09] propuso un ADALINE de dos etapas, robusto y capaz de detectar interarmónicos, y más adelante Sarkar et al. [ARG11] propusieron un ADALINE auto-sincronizado (*self-synchronized*, S-ADALINE) para aumentar la inmunidad a la desviación de frecuencia y al ruido. Guangjie et al. [GUA09] y Chang et al. [CHA10b] presentaron una técnica, basada en *Radial Basis Function based Neural Network*

(RBFNN), con una estructura más simple y adecuada para las funciones de aprendizaje con variaciones locales y discontinuidades. En [VAL14] también usan ADALINE, entre otras redes neuronales, para la detección de perturbaciones en la red. Se pueden utilizar varias técnicas mejoradas, basadas en ADALINE, para el seguimiento de la variación de la frecuencia fundamental del sistema eléctrico, [CHA09] [CHE13b]. En [GAR18] se estiman los contenidos armónicos y de energía reactiva en señales de intensidad del sistema eléctrico, usando ADALINE con un vector de peso actualizado iterativamente mediante el algoritmo LMM (*Least Mean M-estimate*), y aplicando este sistema al control de filtros activos.

3.1.2.- Análisis armónico usando métodos no paramétricos y paramétricos.

El simple análisis de la forma de onda muestreada de tensión o corriente permite una descripción cualitativa de la calidad de la señal eléctrica, observando por ejemplo los armónicos dominantes y sus magnitudes asociadas, o bien los momentos en los que las perturbaciones comienzan y finalizan. Muchos métodos de procesamiento de señal pueden ser utilizados para estos propósitos, teniendo en cuenta que cada uno será más o menos adecuado para cada aplicación concreta. Para cada aplicación puede ser elegido un conjunto de métodos como candidatos, y cada uno puede ofrecer un rendimiento y complejidad diferentes. A continuación se resumen los tipos de métodos de procesamiento de señales que pueden ser adecuados para el análisis de la calidad de la energía. Se pueden clasificar a grandes rasgos en dos clases: métodos basados en transformadas o filtros sub-banda (o también métodos no basados en modelos o no paramétricos) y métodos basados en modelos (o también métodos paramétricos):

1.- Análisis de datos usando métodos no basados en modelos (o métodos no paramétricos, o métodos basados en transformadas o filtros subbanda). Simplemente descomponen la señal medida en componentes o transforman dicha señal en un dominio diferente en el cual las características de la señal son más fáciles de extraer. Estos métodos no requieren ningún conocimiento previo de la señal y siempre resultarán en un valor, incluso si el valor no tiene sentido físico. El cálculo del valor eficaz para estimar la magnitud de la tensión o de la corriente es un ejemplo de método no basado en modelo. Dependiendo de la estacionariedad de los datos (o bloques de datos) medidos, se puede elegir entre análisis en el dominio-frecuencia (o dominio-escala, donde las escalas están asociadas con las frecuencias en escalas logarítmicas) o análisis en el dominio-tiempo-frecuencia (o dominio-tiempo-escala) [BOL06, p.p. 286,296,531].

- Análisis en el dominio-frecuencia. El análisis de la señal en el dominio de la frecuencia es recomendable cuando el bloque de datos medidos es estacionario.

Un método estándar y comúnmente preferido es la transformada discreta de Fourier DFT o su algoritmo rápido, la transformada rápida de Fourier (FFT), que trasladan una señal en el dominio del tiempo al dominio de frecuencia. Una desventaja de estos métodos es obtener una resolución de frecuencia relativamente baja y dependiente de la longitud que se procese de la señal.

La transformada wavelet es otra transformada en estrecha relación con el análisis en el dominio de la frecuencia. La transformada wavelet descompone los datos en componentes en el dominio-escala donde las escalas están relacionadas con las frecuencias en escalas logarítmicas.

El uso de la transformada wavelet discreta puede ofrecer una solución de compromiso

entre la resolución en frecuencia y la resolución en el tiempo, algo que no se consigue con la DFT; esto será útil cuando se precise un análisis de señales no estacionarias, como se verá a continuación [DRI09].

- Análisis en el dominio-tiempo-frecuencia (o dominio-tiempo-escala). Si los datos medidos son no estacionarios, es deseable que se descompongan en componentes de frecuencia dependientes del tiempo. Para obtener la representación tiempo-frecuencia de los datos, un método comúnmente utilizado es la transformada de tiempo corto de Fourier (STFT) o un conjunto de DFTs de ventanas deslizantes.

La STFT se puede explicar de manera equivalente como un conjunto de filtros de paso de banda con un ancho de banda igual. Este ancho de banda se determina por la ventana seleccionada y el tamaño de dicha ventana.

Otra forma de implementar la representación tiempo-frecuencia de los datos es utilizar el análisis tiempo-escala mediante los filtros de wavelet discreta. Esto se hace principalmente por la aplicación sucesiva de transformadas wavelet para descomponer los datos filtrados paso-bajo (o sea, los datos originales) en bandas de paso bajo y de paso alto. Esto se describe de forma equivalente como un conjunto de filtros paso banda con un ancho de banda de octava. Las ventajas son la posibilidad de negociar entre la resolución en el tiempo y la resolución en la frecuencia, ofreciendo una solución de compromiso entre la resolución en frecuencia y la resolución en el tiempo y dando un valor fijo de resolución conjunta entre tiempo-frecuencia (y siempre restringida por el principio de incertidumbre).

2.- Análisis de datos usando métodos basados en modelos (o métodos paramétricos). Estos métodos se basan en un modelo matemático del sistema a ser analizado y utilizan las mediciones de corriente o voltaje para corregir el estado del modelo. Dependiendo del conocimiento previo de los sistemas, se puede asumir que las secuencias de datos se generan a partir de ciertos modelos, por ejemplo, modelos sinusoidales, modelos autorregresivos, o modelos de espacio de estados. A menudo, hay algunos parámetros desconocidos en el modelo que tienen que ser sintonizados de acuerdo con la señal analizada. En cualquier momento, el contenido armónico se puede deducir del estado del modelo, que se actualiza cada vez que una medición esté disponible. Esta es otra clara ventaja sobre la DFT que procesa tramas enteras de datos y no puede procesar entre datos intermedios [DRI09]. Otra de las ventajas de estos métodos basados en modelos es que, si se elige correctamente el modelo, se puede lograr una alta resolución en frecuencia en comparación con los métodos basados en transformadas o bancos de filtros como la DFT. Sin embargo, si se selecciona un modelo incorrecto, ello puede conducir a resultados engañosos y con muy bajo rendimiento.

- Modelos sinusoidales. Un modelo interesante para el análisis de la distorsión en un sistema de energía es el modelado senoidal o armónico. La señal se modela como suma de un número finito de componentes de frecuencia en ruido blanco. El número de componentes se decide de antemano y las frecuencias y magnitudes (complejas) se estiman mediante el ajuste de la forma de onda medida al modelo. Algunos métodos de estimación basados en modelos sinusoidales son los métodos de clasificación de múltiples señales (*MUltiple Signal Classification*, MUSIC), de estimación de parámetros de la señal a través de técnicas de invarianza rotacional (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*, ESPRIT), y los filtros de Kalman.
- Otros modelos estocásticos. En estos métodos, la señal se modela como respuesta de un sistema lineal invariante en el tiempo con ruido blanco como entrada, donde el sistema

es modelado por un número finito de polos o polos y ceros. Ejemplos de estos métodos son el modelo autorregresivo (*AutoRegressive*, AR), el modelo autorregresivo de media móvil (*AutoRegressive Moving-Average*, ARMA), y los modelos de espacio de estados. Los métodos AR y ARMA pueden dirigirse directamente a la cuantificación de espectros de banda ancha. Los modelos de espacio de estados requieren predefinir las variables de estado, además de la formulación de un conjunto de ecuaciones de estado y de observación. Los filtros discretos de Kalman son tanto un algoritmo como un filtro, y por ello, aunque los filtros de Kalman son empleados en muchos ejemplos para la estimación de armónicos, sus posibles aplicaciones para el análisis de las perturbaciones del sistema eléctrico son mucho más amplias, dependiendo de cómo se defina el espacio de estados.

La resolución de frecuencia es un problema común en casi todos los métodos no paramétricos. Por ello la detección de interarmónicos y sub-armónicos es un reto para estos métodos. Muchos de los modelos estocásticos en los que se basan algunos métodos paramétricos se han aplicado en otros campos antes de que se comenzaran a utilizar para la estimación de armónicos a finales de los sesenta. Posteriormente, muchas de las técnicas de análisis de datos como *Singular Value Decomposition* (SVD), AR / ARMA, la estimación por mínimos cuadrados, etc. se aplicaron para estimar los parámetros del modelo elegido para la detección de armónicos. Nguyen [NGU97] sugirió que el conjunto de datos muestreados se podía dividir en dos grupos, llamados conjunto de entrenamiento y conjunto de pruebas; garantizando de ese modo que el método paramétrico no daría un resultado inexacto por haber elegido un inadecuado orden en el modelo.

3.1.3.- Análisis armónico usando métodos híbridos.

Se han descrito en la literatura muchas técnicas híbridas que utilizan los puntos fuertes de los métodos de estimación de armónicos individuales, al mismo tiempo que se restringen sus defectos. Liu y Chen [LIU01] utilizan la transformada wavelet para acortar el tiempo de seguimiento de un método *on-line* basado en el filtro de Kalman, expresando las amplitudes y fases de varios armónicos en términos de coeficientes de wavelets y escalando las funciones. Lobos et al. [LOB01] usa la transformada wavelet para identificar transitorios y luego aplica el método de Prony para obtener los contenidos armónicos. Asimismo, en [THI19] se combina el uso de las *empirical* wavelets con FFT y el método de Hilbert, con objeto de medir la calidad de la energía en señales no estacionarias. Joorabian et al. [JOO09] emplean el concepto de descomposición en problemas lineales y en no lineales, y el manejo de ellos por separado, usando una mezcla de los métodos de mínimos cuadrados y de ADALINE.

Soliman et al. [SOL03] propusieron una técnica mediante regresión lineal difusa (*fuzzy*) que estima con precisión la desviación de frecuencia y el contenido armónico en una tensión distorsionada. Huang et al. [HUA10] aplicaron un controlador difuso adaptativo junto con filtros de Kalman extendidos (EKF) para la estimación de la amplitud y frecuencia de la fuente de energía distorsionada.

Limin et al. [LIM07] propusieron una técnica, basada en la DFT recursiva, capaz de estimar en tiempo real los armónicos de interés específico. La técnica sugerida por Ren y Kezunovic en [REN10], mediante wavelet recursiva, ofrece una respuesta rápida y buena precisión; pero sin embargo requiere una alta frecuencia de muestreo y además necesita un ciclo completo de datos para poder procesarlos.

Bracale y Carpinelli [BRA09] presentaron un método de dos etapas basado en ESPRIT y DFT. En la primera etapa se utiliza ESPRIT para estimar la frecuencia fundamental y los interarmónicos, después en la segunda etapa se aplica la DFT con un enventanado más preciso. De modo similar, en [ALF17a] [ALF17c] se propone un método híbrido basado en las técnicas ESPRIT de ventana deslizante y una modificación de wavelet, para medir todo el espectro armónico hasta componentes de altas frecuencias (de 0 a 150 kHz). También se han propuesto muchos métodos híbridos basados en la transformada wavelet y en la FFT [TAR04] [CHE09a] [THI19]. La capacidad de las wavelets WT para detectar transitorios sin ninguna restricción en la sincronización y número concreto de muestras, y la robustez y la velocidad de la FFT fueron utilizadas por Tarasiuk [TAR04] para introducir un método híbrido que puede detectar tanto transitorios como armónicos. Chen et al. [CHE09a] utilizaron WT para limpiar de ruido (*denoising*) la señal antes de procesarla después con FFT para obtener un espectro armónico más preciso. Wang et al. [WAN05] propusieron un método híbrido basado en wavelet-packet (WPT), para aumentar la capacidad de filtrado paso banda de la descomposición de modo empírico (EMD). Otro método híbrido, propuesto por Costa et al. [COS07], usa el filtro de Kalman y el método de Prony: el método de Prony se utiliza como estimador de frecuencia, mientras que el filtro de Kalman se usa para extraer las amplitudes y fases de cada armónico. Esta última técnica tiene capacidad de seguimiento de armónicos variables en el tiempo, y además no necesita tener un conocimiento previo de las frecuencias armónicas existentes (necesario para poder aplicar Kalman), ya que se calculan utilizando el método de Prony.

Xiong et al. [XIO10] proponen una técnica, basada en el método de interpolación enventanada (*windowed interpolation*) y en el método de Prony, y afirman que es capaz de detectar interarmónicos situados próximos al fundamental u otros armónicos. El método de interpolación enventanada encuentra los componentes armónicos e identifica el intervalo de frecuencias en el que se encuentran dos componentes adyacentes. El algoritmo de Prony se utiliza entonces para calcular estos componentes adyacentes. Zadeh et al. [ZAD10] utilizaron las técnicas de KF y el sistema de mínimos cuadrados de error (*least error squares*) para una nueva técnica híbrida: el filtro de Kalman fue modificado para proporcionar resultados de estimaciones precisas e insensibles al ruido y otras perturbaciones, y el sistema de mínimos cuadrados de error fue dispuesto para operar en casos de transitorios críticos para compensar el retraso y la inexactitud en la identificación propios del filtrado de Kalman. También presentaron otras consideraciones prácticas tales como el efecto del ruido, de los armónicos de orden superior, y los problemas computacionales del algoritmo, adjuntando además resultados experimentales. Sadinezhad y Agelidis [SAD10] propusieron una técnica híbrida de optimización, basada en el método de Newton y en el algoritmo de mínimos cuadrados (*Least Squares, LS*), para medir, de forma adaptativa, la frecuencia del sistema eléctrico y sus armónicos. Otros métodos híbridos combinan técnicas no paramétricas como el Modo de Descomposición Empírica EMD con otras paramétricas como el método de Prony, para el análisis armónico de la señal de la red de suministro [TAS19].

El artículo [DEL15] presenta un estudio comparativo de diferentes metodologías de análisis en el dominio tiempo-frecuencia, que pueden ser utilizadas para detectar fallos en motores de inducción, analizando sus señales de vibración durante el transitorio de arranque. Las metodologías estudiadas son la distribución tiempo-frecuencia de Gabor (TFDG), el escalograma de Morlet de tiempo-frecuencia (TFMS), la clasificación de señales múltiples (MUSIC) y la transformada rápida de Fourier (FFT). De modo similar, en [FER17] se realiza un estudio comparativo con otras metodologías de análisis en el dominio tiempo-frecuencia que analizan en este caso las señales de intensidad en el transitorio de arranque en vez las de vibración.

3.2.- Métodos de procesamiento de señales según la naturaleza temporal de la señal.

Las distorsiones de la forma de onda en general (tanto eventos como variaciones) en sistemas de energía presentan una naturaleza variable en el tiempo, que requiere una base analítica para su estudio, y que se debe a cambios en las configuraciones del sistema y a variaciones en las cargas lineales y no lineales [RIB09]. La figura 3.7 ilustra la naturaleza del problema mediante la indicación de los posibles métodos de análisis de las distorsiones; conectando el dominio del tiempo con el dominio de la frecuencia como función de su condición variable en el tiempo.

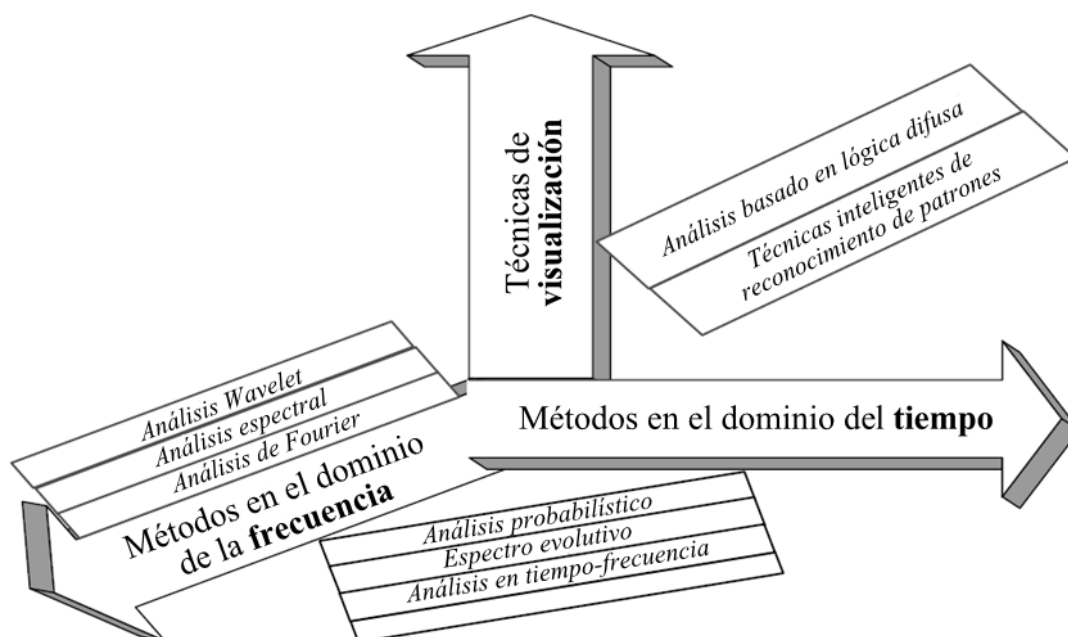


Figura 3.7 Representación de la conexión entre los dominios en el tiempo y en la frecuencia para las distorsiones variables en el tiempo [RIB09].

Por ejemplo, el análisis de Fourier es suficiente para formas de onda estacionarias, mientras que cuando prevalecen las condiciones variables en el tiempo, entonces se requieren técnicas espectrales, probabilísticas, de espectro evolutivo y de tiempo-frecuencia en general.

Así pues, las señales pueden clasificarse como estacionarias y no estacionarias. Estrictamente las señales estacionarias no existen en los sistemas de energía reales: suelen producirse cambios estadísticos en los parámetros de la señal. Cuando la señal presenta cambios estadísticos pequeños y relativamente lentos puede procesarse mediante los llamados métodos basados en bloques. La señal se asume estacionaria durante un corto período de tiempo (o ventana), denominado bloque de datos, y las características de la señal son estimadas dentro de esta ventana. A continuación, la ventana se desplaza en el tiempo y los cálculos se repiten para un nuevo bloque de datos. Las características estimadas resultantes se convierten en una función del tiempo dependiendo de la ubicación de la ventana. Además de estos métodos de procesamiento de señales basados en bloques, los filtros de Kalman ofrecen un procesamiento no basado en bloques que se puede aplicar directamente al procesamiento de señales no estacionarias. Los métodos basados en bloques son procesos por lotes y los no basados en bloques son de procesado iterativo. Algunos de estos métodos se usan también para la segmentación (o detección de los eventos entre los cuales están intercalados estos bloques o segmentos considerados cuasi-estacionarios) seleccionando tamaños de bloques adaptativos [BOL06, p. 19].

Según el grupo *IEEE Task Force on Probabilistic Aspects of Harmonics (Harmonics Working Group)* hay que trasladarse lejos de la estricta definición de distorsión armónica, relacionada con el estado estacionario, a una definición más amplia de «distorsión de forma de onda» en la cual la naturaleza variable en el tiempo (que es el principal desafío del problema) podría tratarse con métodos basados en frecuencia-espectro, tiempo-frecuencia, probabilística, y métodos de inteligencia computacional [RIB09].

Antes de la aparición de los nuevos métodos de procesamiento de señales basados en la descomposición en tiempo-frecuencia parecía que los armónicos sólo podían ser tratados como componentes estacionarios y que la naturaleza variable en el tiempo de las formas de onda sólo podía ser analizada mediante métodos probabilísticos (aplicados sobre componentes armónicos individuales haciendo medias en intervalos cortos) o bien mediante técnicas de descomposición por enventanado. Actualmente los nuevos métodos basados en la descomposición en tiempo-frecuencia, tales como la transformada wavelet y los métodos de filtrado multi-tasa (*multi-rate filter methods*), permiten un análisis mucho más preciso de las distorsiones de onda variables en el tiempo en los sistemas de potencia.

La figura 3.8 ilustra el panorama general de cómo pueden ser analizados los diferentes tipos de señales estacionarias y no estacionarias. Es necesario saber elegir la técnica avanzada de procesamiento de señal que mejor se adapte al fenómeno que se va a tratar.

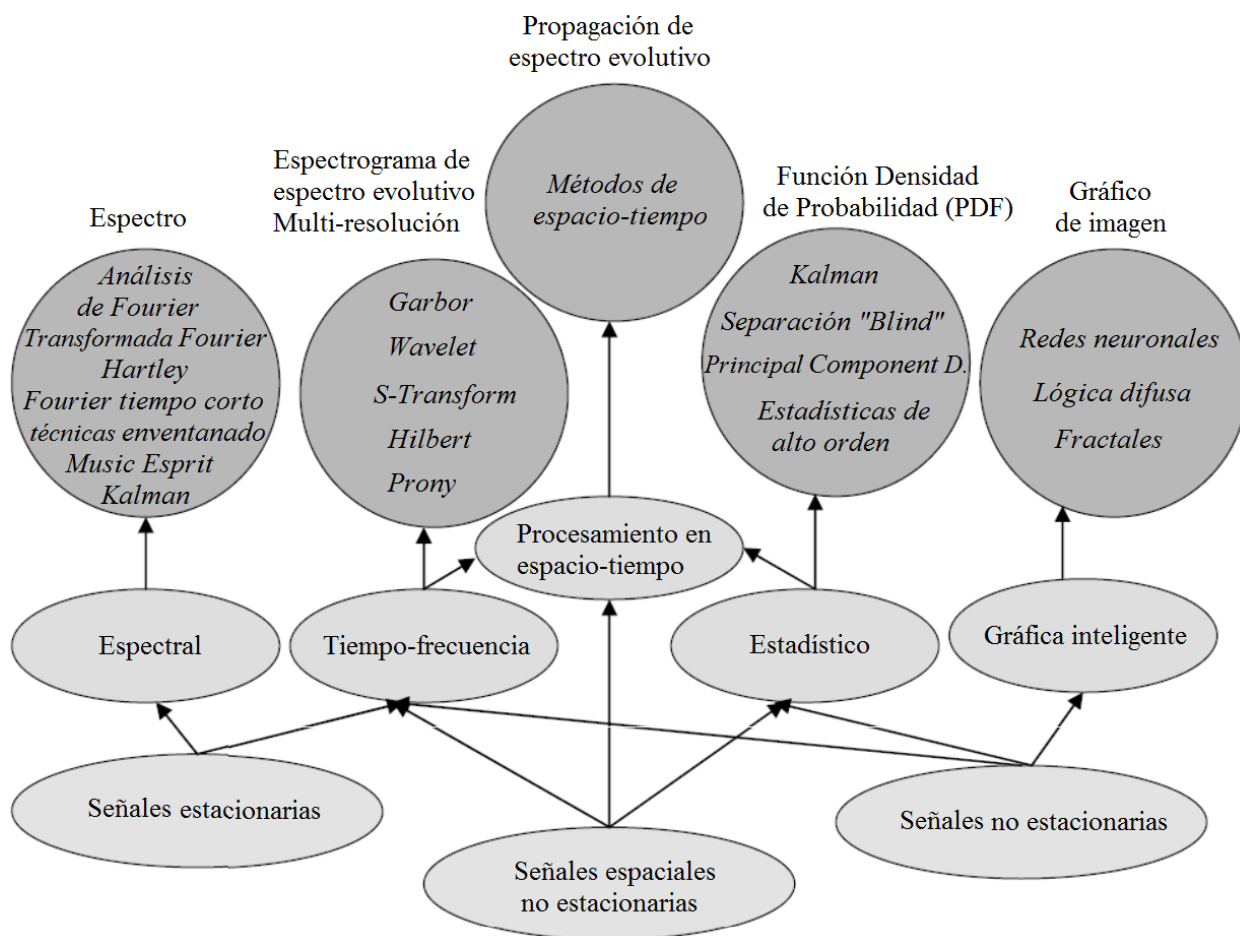


Figura 3.8 Perspectiva general de los diferentes métodos de análisis según la naturaleza temporal de la señal [RIB09].

3.2.1.- Métodos de análisis espectral para señales estacionarias.

Una señal es estacionaria cuando es estadísticamente invariante en el tiempo (o las propiedades estadísticas de la señal son independientes del tiempo). Por ejemplo, la media y la varianza de una señal estacionaria no cambian con el tiempo. Si una señal es estacionaria, entonces el modelo subyacente (o sistema) asociado a la señal es también invariante en el tiempo. Estacionariedad no implica que la señal sea necesariamente periódica; pueden ocurrir pequeños cambios en la señal siempre que sean estadísticamente los mismos en todo instante de tiempo. También pueden considerarse estacionarios los segmentos o bloques de señal comprendidos entre dos eventos tal como se describe en [BOL09, p.p. 17-21].

Hay que tener en cuenta que puede ser difícil juzgar si una señal es estacionaria o no estacionaria. Para demostrar matemáticamente la estacionariedad de una señal se requiere conocer la función de densidad de probabilidad de dicha señal, y ello no es una tarea siempre sencilla. Bajo este supuesto, las propiedades estadísticas de una señal son las mismas a través de cualquier ventana de adquisición que represente todo el contenido armónico o número entero de ciclos de todas las frecuencias, sin importar si es de mayor tamaño al necesario (pero en una señal que no sea completamente estacionaria sí influye considerar una ventana de muestreo que contenga más periodos de los necesarios, ya que la fase y amplitud pueden variar de uno a otro periodo produciendo inexactitudes como la dispersión espectral, ver ejemplo en [BOL06, p.p. 326-328]). Para señales no estacionarias debe recordarse que una ventana de muestreo más larga daría una resolución de frecuencia más alta, pero también causaría fugas a otras frecuencias a causa de los armónicos variables en el tiempo. Esta fuga puede reducirse mediante la adecuada limitación de la longitud de la ventana y haciendo uso de los algoritmos de agregación señalados por las normativas ya comentadas.

Existen una serie de técnicas de procesamiento de señales estacionarias, que van desde métodos muy básicos (por ejemplo, medir el valor eficaz) a métodos más avanzados (por ejemplo, los filtros de Kalman). Hay que notar una distinción importante entre los llamados métodos basados en modelos y los métodos no basados en modelos, como ya se comentó anteriormente.

Además de la DFT, existen una serie de métodos alternativos para estimar el contenido espectral de una señal. Cada uno de estos métodos tiene unas ventajas específicas en comparación con la DFT. Sin embargo, cabe señalar que la DFT es el más fácil de implementar además de ser computacionalmente eficiente.

Existen dos métodos de alta resolución espectral para el análisis de armónicos e interarmónicos de señales estacionarias de corriente o de tensión, bajo modelos sinusoidales: MUSIC (*Multiple Signal Classification*) y ESPRIT (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*). Como con la DFT, son métodos de procesamiento por lotes en los cuales se requiere un bloque de datos para cada estimación. Estos pueden ser considerados como métodos de procesamiento fuera de línea o métodos de procesamiento que requieren un largo retraso. Las estimaciones resultantes son las frecuencias y las magnitudes (y los factores de amortiguamiento) de las componentes dominantes en los datos de entrada. Una clara ventaja sobre la DFT es la alta resolución de frecuencia, lo que permite distinguir dos componentes espectrales cercanas. Además, el ruido está incluido en el modelo de la señal, lo que permite una buena estimación a partir de datos ruidosos. Una desventaja es que para los datos de medición de calidad de energía a menudo se requiere un paso de preprocesamiento. Debido a la presencia de la componente de frecuencia fundamental (típicamente en una escala de tiempo 100 veces mayor en comparación con los restantes

armónicos e interarmónicos), se requiere un filtrado previo para así reducir significativamente el fuerte componente de la frecuencia fundamental del sistema eléctrico, y poder lograr una alta precisión en la estimación de los restantes componentes. Este filtro previo puede plantear una limitación a la estimación de componentes de frecuencia que están cerca de la frecuencia fundamental del sistema de potencia. El método ESPRIT (método basado en el subespacio-señal) es generalmente considerado más preciso que el método MUSIC (basado en el subespacio-ruido). Se necesita más experiencia en el uso de estos métodos para el análisis de las perturbaciones de calidad de potencia. Ambos métodos han demostrado un buen potencial sobre todo en la detección de componentes interarmónicos. Además, estos métodos también pueden usarse para estimar las componentes de frecuencia en transitorios de voltajes y corrientes. La mayor limitación de todos estos métodos, incluido Kalman, es la necesidad de conocer de antemano las frecuencias presentes en la señal (por ser métodos basados en modelos armónicos), lo que es difícil en el caso de los convertidores ya que además existen un número indeterminado de interarmónicos.

Los filtros de Kalman se basan también en un modelo sinusoidal (modelo de espacio-estado) y ofrecen una estimación recursiva para cada nueva muestra de la señal entrante, por lo que pueden ser adecuados para el procesamiento en línea de la calidad de la energía eléctrica. Las variables de estado pasan a ser los parámetros de los armónicos e interarmónicos del sistema de potencia. Las frecuencias de las sinusoides tienen que ser previamente especificadas, lo que es claramente una desventaja. Esto impone principalmente una limitación para la estimación interarmónica ya que podría haber un número ilimitado de posibles frecuencias interarmónicas. Para solucionar este problema, algunos autores proponen usar otros métodos como el de Prony para estimar previamente las frecuencias existentes en la señal del sistema de energía, y así después poder aplicar Kalman utilizando las frecuencias antes halladas por el método de Prony [COS07].

La aplicación de los filtros de Kalman también está limitada cuando hay una variación relativamente grande en la frecuencia del sistema de potencia. Si se tiene una componente armónica (o interarmónica) prácticamente inexistente o mínima en el modelo, ésta sólo produciría una estimación de magnitud casi cero en el filtro de Kalman, pero a expensas de más cálculos. Una ventaja importante de los filtros de Kalman sobre ESPRIT y MUSIC es su naturaleza recursiva. Como resultado, un filtro de Kalman genera las trayectorias temporales de los parámetros estimados en vez de los valores individuales estimados por MUSIC y ESPRIT. Por ello, otra ventaja de los filtros de Kalman es que también son conocidos por ser adecuados para el análisis de señales no estacionarias.

En la práctica, la aplicación de los filtros de Kalman a los datos realmente medidos presenta problemas en la estabilidad y en la convergencia. De este modo pueden surgir modelos no precisos, estadísticas desconocidas de ruido de segundo orden e inestabilidad numérica debido a la longitud finita de los cálculos. Algunas soluciones a los problemas anteriores incluyen el uso de los filtros de Kalman de covarianza raíz cuadrada para estabilizar los algoritmos, la utilización de algoritmos exponencialmente ponderados o filtros de Kalman de ventana deslizante para enfatizar las muestras de datos más recientemente medidas, y el uso de filtros de Kalman extendidos para incluir algunos modelos de sistemas no lineales. Sigue siendo necesaria una mayor experiencia para el análisis de las perturbaciones de la red eléctrica usando filtros de Kalman a pesar de que estos filtros sean considerados un método relativamente consolidado de procesamiento de señales.

La estimación de una señal o de alguno de sus parámetros mediante los filtros de Kalman depende del modelo de espacio de estado elegido. Por ejemplo, un filtro de Kalman puede utilizarse también para estimar los parámetros del modelo AR.

La mayoría de las señales de sistemas de energía poseen un espectro de líneas discretas o número limitado de componentes de frecuencia. Los métodos anteriores (MUSIC, ESPRIT, y filtros de Kalman) son muy adecuados para el análisis de este tipo de señales. Sin embargo, algunas señales de sistemas de energía pueden describirse mejor mediante espectros de banda ancha. Esto ocurre especialmente cuando el interés no es sólo en unos pocos componentes armónicos e interarmónicos, excepto en distorsiones de banda limitada. Algunos ejemplos pueden ser la corriente absorbida por un horno de arco y la parte de alta frecuencia de los rectificadores activos (como los usados en ciertos tipos de controladores de motores, en interfaces para generación distribuida, y en la alimentación de la mayoría de las lámparas de bajo consumo). Existen dos métodos que se dirigen directamente a la cuantificación de espectros de banda ancha: los modelos AR (*AutoRegressive*) y ARMA (*AutoRegressive Moving-Average*). Es necesario un desarrollo adicional de estos métodos, sobre todo cuando las señales contienen tanto componentes de banda estrecha como de banda ancha.

3.2.2.- Métodos de análisis espectral para señales no estacionarias: no basados en modelos y métodos paramétricos para señales no estacionarias.

Las perturbaciones estacionarias (o estadísticamente invariantes en el tiempo) son aquellas en las cuales las estadísticas de una secuencia de datos son independientes del tiempo. Sin embargo, la mayoría de las señales de sistemas de energía en el mundo real son no estacionarias, lo que implica que son estadísticamente variables en el tiempo o sus características están evolucionando en el tiempo en lugar de permanecer constantes. La cuantificación de estas perturbaciones en la calidad de energía va a obligar a encontrar la dependencia en el tiempo o dinámica de los atributos de estas mediciones.

El análisis de los datos sobre la perturbación puede consistir en estimar características de la forma de onda tales como la magnitud o la frecuencia. Pero, debido a la no estacionariedad de las señales, incluso durante un funcionamiento normal las estadísticas de los contenidos de magnitud y de frecuencia de tensiones y corrientes pueden cambiar lentamente con el tiempo. Cuando estos cambios son pequeños, son llamados «variaciones». Si los cambios de las estadísticas son grandes y repentinos se utiliza el término «evento» [BOL06, p.p. 277].

Pueden extenderse algunos de los métodos antes introducidos para señales estacionarias a las señales no estacionarias o variantes estadísticamente en el tiempo. De cara al estudio del contenido armónico conviene centrarse en las variaciones no estacionarias, aunque algunos métodos puedan servir también para segmentar y clasificar eventos.

Para señales no estacionarias, se requerirá algún análisis conjunto en el dominio-tiempo-frecuencia (o en el dominio-tiempo-escala) con el fin de realizar un seguimiento de las características de evolución en el tiempo de las componentes de la señal. Las técnicas de procesamiento de señal que encuentran aplicación en el análisis de tales perturbaciones de nuevo se pueden clasificar a grandes rasgos en métodos no basados en modelos (o métodos no paramétricos) y métodos basados en modelos (o métodos paramétricos).

Métodos no basados en modelos o no paramétricos para señales no estacionarias.

Los métodos no basados en modelos para señales estacionarias sólo analizan las señales en cada dominio individual por separado (por ejemplo, en el dominio del tiempo o sólo en el dominio de la frecuencia). Para señales no estacionarias se requiere un análisis de dominio conjunto para cuantificar la naturaleza dinámica de las mediciones. En esta clase de métodos se descompone la señal en componentes de frecuencia dependientes del tiempo (o relativos a las frecuencias), por ejemplo, utilizando la transformada de tiempo corto de Fourier discreta STFT (a menudo referida como ventana deslizante DFT), filtros subbanda, o wavelets. De esta manera es más fácil extraer las características dinámicas de una señal desde los componentes de evolución temporal de la señal que de las formas de onda de la señal original. Estos métodos son muy diferentes de los métodos no basados en modelos descritos para señales estacionarias, en los cuales las características de la señal son extraídas estáticamente ya sea desde el dominio del tiempo (por ejemplo, el valor eficaz) o desde el dominio de la frecuencia (como con la FT). Por ejemplo, las componentes de frecuencia proporcionadas por la DFT son independientes del tiempo; de hecho, para señales estacionarias estas componentes permanecen siendo las mismas en el tiempo. Sin embargo, esto es muy diferente si las formas de onda de tensión o corriente son no estacionarias. En tales casos, la aplicación de la DFT a un bloque de datos de señal produce componentes de señal como efecto de promediar los datos dentro de la ventana de análisis. Para diferentes ventanas de datos, los resultados de la DFT son diferentes ya que la señal es no estacionaria [BOL06, p.p. 278 y 314-315].

Ejemplos de métodos no basados en modelos aplicables al análisis de señales no estacionarias son la STFT y la transformada wavelet discreta, y ambas pueden explicarse en el marco de los filtros subbanda. Estos son métodos de descomposición en tiempo-frecuencia (en tiempo-escala las wavelets) de señales que son más adecuados para el análisis y la caracterización de perturbaciones del sistema de alimentación en el estado no estacionario. Para el análisis de las perturbaciones relacionadas con los armónicos la STFT es interesante ya que permite ajustar las frecuencias centrales de los correspondientes filtros subbanda a las frecuencias armónicas de interés.

La principal desventaja de la transformada STFT es la resolución de frecuencia única y uniforme en todo el ancho de banda de la señal, una vez se aplica la DFT sobre una ventana deslizante de tamaño fijo. A este respecto, las transformadas wavelets son particularmente interesantes ya que la multirresolución se introduce de forma natural en los filtros subbanda asociados con las wavelets. Las wavelets son a la vez eficaces y eficientes para detectar las posiciones temporales de las transiciones o cambios repentinos en la señal (eventos). Pueden detectarse discontinuidades de señales a diferentes escalas sin tener conocimientos previos de dichas escalas. Sin embargo, la principal desventaja de las wavelets es que sus frecuencias centrales son difíciles de ajustar exactamente en las frecuencias armónicas deseadas. Las frecuencias centrales de los filtros de paso de banda se fijan una vez elegido el número de escalas, y estas frecuencias centrales es probable que se encuentren en frecuencias distintas a las de los armónicos deseados. Además, el número de armónicos dentro de cada banda se incrementa a la vez que lo hacen las frecuencias centrales de cada filtro. Esto las hace menos interesantes para el análisis armónico de las perturbaciones relacionadas (no siendo así necesariamente para el cálculo de los grupos y subgrupos armónicos e interarmónicos comentados en las normativas IEC).

Métodos basados en modelos o paramétricos (para señales no estacionarias).

Cuando puede pronosticarse razonablemente bien el modelo subyacente de una secuencia de medición, el análisis basado en modelos es una opción mejor que el análisis no basado en modelos. Con el análisis basado en modelos puede obtenerse una mayor precisión y a menudo una mayor resolución de frecuencia. Una vez más, debe ser tenido en cuenta el carácter dinámico de las características de la señal. Esto se hace ya sea aplicando modelos basados en bloques o aplicando directamente modelos no estacionarios [BOL06].

Si se dividen los datos en bloques y se puede suponer razonablemente que los datos dentro de cada bloque son estacionarios, los métodos descritos para señales estacionarias siguen siendo válidos para cada bloque de datos. A medida que se desplaza la ventana de datos (bloque) hacia adelante mediante el uso de una ventana deslizante, pueden estimarse los parámetros del modelo no estacionario. Una forma sencilla es dividir los datos en un bloque de tamaño fijo (ya sea solapado o no solapado). Una forma más sofisticada es emplear un método de segmentación automática donde los datos se dividen en bloques disjuntos (normalmente de diferente longitud); cada uno de ellos debido a una causa específica en el sistema de energía y por lo tanto describible mediante un modelo específico subyacente. A continuación pueden aplicarse los métodos basados en modelos a cada uno de los segmentos de datos y así ser estimados los parámetros de interés.

Estos métodos son de procesamiento basado en bloques y requieren el modelado de señales no estacionarias y la estimación de sus parámetros, mediante la modificación de los métodos basados en modelos correspondientes a señales estacionarias. Esto incluye los modelos estocásticos autorregresivos AR basados en bloques y los modelos armónicos basados en bloques (tanto MUSIC como ESPRIT). En todos estos métodos, se utiliza un tamaño de bloque fijo. Sin embargo, la manera más conveniente es utilizar un tamaño de bloque adaptativo en el que cada bloque de datos es asociado con un modelo estacionario causado por una razón subyacente. No es fácil determinar de forma automática el tamaño de dichos bloques, aunque existen métodos automáticos de segmentación de datos como el referido en [BOL06, cap. 7]. Por ello, para señales medidas que se ajusten bien a los modelos armónicos (variables en el tiempo), surgen los algoritmos MUSIC y ESPRIT de ventana deslizante que pueden ser adecuados para la estimación de las frecuencias armónicas/interarmónicas dependientes del tiempo y sus magnitudes.

Además de modificar los métodos existentes de procesamiento basados en bloques, los filtros de Kalman descritos para señales estacionarias también se pueden utilizar directamente para caracterizar perturbaciones de estado no estable (o no estacionario) en la red de alimentación.

Comparando el método ESPRIT y los filtros de Kalman para el caso de análisis de señales no estacionarias, el método ESPRIT de ventana deslizante requiere de una etapa de postprocesado para rastrear o enlazar las frecuencias armónicas estimadas dentro de sus trayectorias, antes de que se obtengan las trayectorias temporales de las magnitudes de los armónicos/interarmónicos. Una ventaja principal de la ventana deslizante ESPRIT sigue siendo su capacidad para estimar las frecuencias estrechamente espaciadas y variables en el tiempo de los armónicos/interarmónicos (es decir, presenta una alta resolución de frecuencia). En cambio el uso de filtros de Kalman, bajo el modelo armónico, requiere que se especifiquen y se fijen de antemano las frecuencias de armónicos o interarmónicos (para obtener una matriz de transición de estado antes de ejecutar el algoritmo de filtro de Kalman). Esto puede limitar severamente la capacidad de los filtros de Kalman para estimar los componentes

interarmónicos ya que hay un número ilimitado de posibles interarmónicos (esto puede solucionarse usando previamente un algoritmo estimador de frecuencias, como el método de Prony). Sin embargo, si se puede asumir razonablemente que la perturbación de la señal es causada predominantemente por armónicos, que la frecuencia fundamental del sistema de energía sigue siendo constante en el tiempo (lo que implica que también las frecuencias de los armónicos serían constantes en el tiempo), aunque las magnitudes de los armónicos pudieran cambiar con el tiempo, entonces los filtros de Kalman serían la mejor elección (debido a su simplicidad y eficacia) en comparación con el método de ESPRIT de ventana deslizante [BOL06, p. 314].

Para las señales medidas que se adecúan al análisis de banda ancha, son interesantes los llamados modelos autorregresivos (AR) y autorregresivo de media móvil (ARMA) basados en bloques, ya comentados para señales estacionarias, que son de uso frecuente e incluyen modelos de sinusoides armónicas y amortiguadas. Sin embargo, deben hacerse modificaciones con el fin de adecuar estos modelos a la naturaleza no estacionaria de la señal. Aquí, la división de datos en bloques es esencial para garantizar que cada bloque individual de datos es casi estacionario y, por tanto, que se pueden aplicar los mismos modelos y análisis que para señales estacionarias. Estos modelos proporcionan un análisis de las distorsiones en todas las bandas de frecuencia; aunque aún se necesita más experiencia a este respecto, especialmente en la interpretación de los espectros en la banda de alta frecuencia.

3.3.- Métodos de estimación de armónicos e interarmónicos según se procesen los datos por lotes-bloques o de forma recursiva-iterativa.

Las técnicas de estimación espectral de armónicos e interarmónicos también se pueden clasificar dividiéndolas en: métodos de procesamiento de señal por lotes (*batch* o basados en bloques o tramas de datos, analizados normalmente *off-line*) y métodos recursivos (*tracking*, adaptativos, o iterativos, no basados en bloques, usados normalmente *on-line*) [CHE10], [CHA10]. Habitualmente se requiere un bloque de muestras de datos para la estimación en las técnicas de procesamiento de señal por lotes, en los que se realiza el análisis bajo el supuesto de que la señal analizada dentro de un bloque es estacionaria. Por el contrario, los métodos recursivos suelen realizar detecciones siguiendo las trayectorias de las señales medidas y ajustando los parámetros de los modelos de estimación muestra a muestra. Además, algunos métodos se clasifican como técnicas paramétricas o basadas en modelos o bien como no paramétricas, como ya se vio al principio de este capítulo. En general, el método recursivo es la técnica paramétrica que supone más conocimiento sobre el espectro de la señal analizada. En los métodos paramétricos es necesario elegir un modelo adecuado, estimar los parámetros del modelo, y después sustituir estos valores estimados en las expresiones espectrales de la señal. Es difícil distinguir qué método paramétrico o no paramétrico es superior para el análisis armónico. Esta clasificación está hecha desde el punto de vista de la identificación de frecuencia, además de dividir las técnicas por el tipo de procesado. Las técnicas de sincronización para los métodos basados en DFT generalmente se pueden dividir en dos categorías: remuestreo o *resampling* e interpolación (reconstrucción) según se muestra en la figura 3.9.

Para el mecanismo de remuestreo, el primer paso es estimar la frecuencia fundamental del sistema, y luego el convertidor analógico-digital (ADC) se controla, basándose en la anterior estimación de frecuencia, para volver a muestrear la señal analizada. Esta necesidad de evitar

las fugas espectrales hace que se propongan métodos de sincronización aplicando: detección de cruces por cero, método de interpolación en el dominio de la frecuencia (*Frequency Domain Interpolation method*, FDI), transformada chirp-Z, método de Newton, técnicas de bucle de enganche de fase (*Phase Locked Loop*, PLL), y otros métodos numéricos (véanse los métodos indicados como «Clasificación 1» en la figura 3.9). El principal propósito de estos métodos es hallar la frecuencia fundamental con la mayor precisión posible y evitar inferencias debidas a armónicos, interarmónicos, *flicker*, ruido, etc. El conjunto de métodos denominado como Clasificación 1 engloba pues los métodos que se pueden emplear para estar sincronizados con la componente fundamental de la red eléctrica, y de esta forma evitar el efecto *leakage* en el tratamiento posterior de los datos con técnicas basadas en la DFT, si la señal a estudio sólo posee componente fundamental y armónicos múltiples exactos de la misma [MAR16].

Si se pierde el sincronismo puede reducirse la fuga espectral usando técnicas de enventanado, tales como las ventanas de Hann, Hamming, Blackman, y de Gauss, (véase «Clasificación 2» en la figura 3.9). Estas técnicas por lo general sólo pueden reducir los errores de estimación para el análisis armónico.

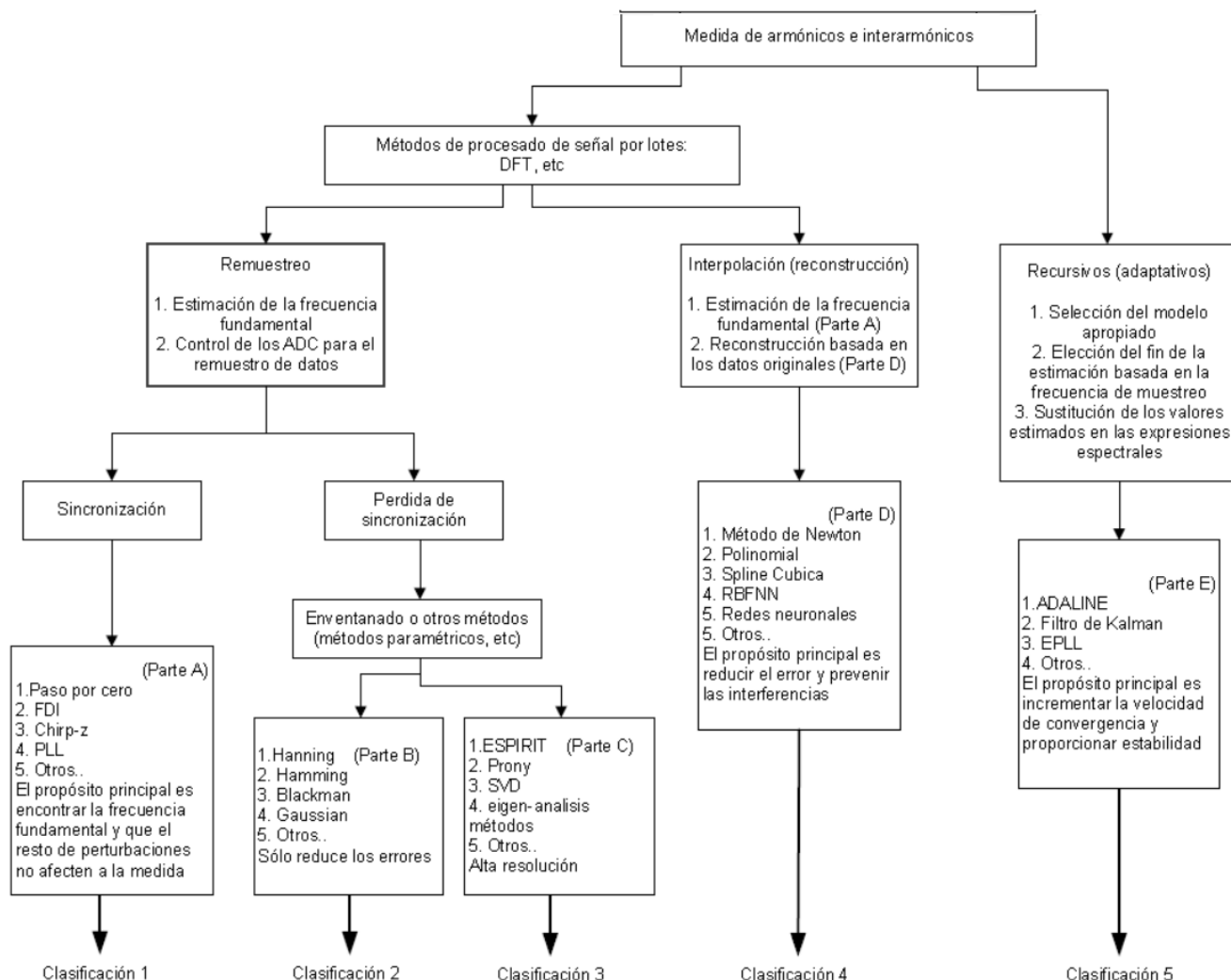


Figura 3.9 Clasificación general de técnicas de estimación de armónicos e interarmónicos, según se procesen los datos por **lotes**-bloques o de forma recursiva-iterativa [CHE14] [MAR16].

El conjunto de métodos denominados como «Clasificación 3» en la figura 3.9, son métodos paramétricos que se emplean ante señales que no cumplen las condiciones para poder decir que están sincronizadas. Mejoran las prestaciones de los métodos que emplean ventanas y la DFT, ya que proporcionan una resolución mayor en frecuencia como ya se explicó.

Los métodos clasificados como 1 y 2, se emplean con ventanas de adquisición fijas, es decir, un número fijo de muestras por periodo. Los métodos indicados en «Clasificación 3» se basan mayoritariamente en la DFT pero realizan modificaciones sobre la forma de realizar el cálculo de la misma, variando la longitud de la ventana de adquisición, la forma de obtener los coeficientes o cualquier otra característica que los difiere de los clasificados como 1 y 2.

La otra categoría de técnicas de sincronización es el mecanismo de interpolación o reconstrucción. La frecuencia de muestreo sincronizada puede ser obtenida tras la estimación de la frecuencia fundamental. Sin embargo, la frecuencia de muestreo puede no ser ajustable de una forma flexible para algunos convertidores A-D de bajo costo. En tal situación, los datos muestreados pueden ser corregidos basándose en la nuevamente calculada frecuencia de muestreo mediante algunas técnicas de interpolación, tales como los métodos de Newton, polinomiales, spline cúbico, bases de interpolación de red neural de función de base radial (RBFNN), etc. (véase la «Clasificación 4» de la figura 3.9). El principal objetivo de estos otros métodos para interpolar sería reducir los errores de reconstrucción de la señal y prevenir inferencias. Aunque la pérdida de sincronización no estaría presente en este mecanismo de interpolación, puede añadirse una carga computacional adicional. En la Clasificación 4, se incluyen entonces los métodos basados en técnicas de interpolación o reconstrucción de la señal para modificar la ventana de adquisición y, de esta forma, que la señal adquirida (el lote de datos) esté sincronizada [CHE14] [MOR14] [GAR17].

El conjunto de métodos denominado como «Clasificación 5» en la figura 3.9, se basan en técnicas recursivas, no hay almacenamiento de la señal de entrada, y en cada periodo de muestreo se calculan los parámetros deseados. Necesitan de un conocimiento previo de la naturaleza de la señal a procesar.

3.3.1.- Seguimiento de señales variables en el tiempo.

Dado que los métodos basados en FFT, en Prony, ESPRIT, y los métodos basados en ANN son técnicas de procesamiento de señales por lotes, en las cuales se requiere un bloque de datos para su estimación, el análisis se lleva a cabo bajo el supuesto de que la señal analizada durante este bloque es estacionaria. Por ello, con el fin de poder aplicar los métodos mencionados anteriormente para la estimación de armónicos e interarmónicos variables en el tiempo, debe realizarse antes algún procesado adicional.

Para la observación de las características dependientes del tiempo de las señales de energía eléctrica, los datos de la muestra podrían dividirse en una serie de bloques de datos donde los datos en cada bloque son aproximadamente estacionarios. De acuerdo con las diferentes aplicaciones, estos bloques pueden ser solapados o no solapados. Debido a que los datos analizados dentro de cada bloque son estacionarios, es posible estimar los parámetros variables en el tiempo de las señales eléctricas de bloque a bloque (asociados con cada duración de tiempo diferente).

De esta manera, tal técnica de análisis de la señal hace que los métodos de tratamiento de señales de procesado por lotes sean mejorados y pasan a ser la transformada en tiempo corto de Fourier (STFT), *sliding* ESPRIT o deslizante, *sliding* MUSIC, método adaptativo de Prony, y métodos de redes neuronales ANN por bloques. En general, las técnicas de análisis de señal basadas en bloques pueden clasificarse en dos tipos: de tamaño fijo y de tamaño ajustable (o adaptativo). Aunque el ajuste del tamaño del bloque de análisis puede reducir eficazmente los errores de estimación, tal enfoque normalmente introduce una carga adicional de cálculo.

Por otra parte, el filtrado de Kalman, ADALINE, y los métodos basados en PLL pertenecen a las técnicas recursivas de análisis, que siguen la trayectoria temporal de los parámetros estimados y presentan una naturaleza más adecuada para la detección de señales variables en el tiempo. Por ello, la estabilidad y la convergencia son dos factores prácticos que deben tenerse en cuenta para estos métodos recursivos.

3.3.2.- Más apreciaciones sobre el rendimiento de los métodos estudiados.

A diferencia de la STFT, los métodos paramétricos estudiados sólo pueden encontrar M componentes de frecuencia debido a la limitación en el orden de estimación. Aunque es posible hacer que el valor de M sea idéntico a N , (donde N es el número de muestras de la señal, adquiridas durante la ventana de muestreo), ello podría introducir una carga computacional adicional o influir en la convergencia de los métodos que sean recursivos. Para los métodos basados en Prony y ESPRIT, la relación tiempo-frecuencia es la misma debido a presentar soluciones conceptualmente similares. Su alta resolución en frecuencia proporciona una precisa estimación interarmónica.

Por otra parte, la resolución en el tiempo para los métodos paramétricos y recursivos (ADALINE, filtros de Kalman y basados en PLL) es mucho más fina que la de los métodos basados en bloques debido al comportamiento recursivo de la solución. Como resultado, los algoritmos recursivos suelen adoptar la frecuencia del sistema eléctrico como fundamental para reducir de ese modo al mínimo el orden de estimación necesario [CHE14].

Para los métodos basados en redes neuronales, la relación tiempo-frecuencia depende altamente del tamaño de la red, del tipo de función de transferencia, del modo de entrenamiento de la red, entre otros. En general, el ajuste adecuado de la red puede reducir de manera eficiente los datos de entrada necesarios (o tamaño del bloque analizado) para aumentar la resolución de tiempo y mejorar la capacidad de la función de mapeo o correspondencia para aumentar la resolución de frecuencia, en comparación con la STFT. Sin embargo, el tamaño de la red (relacionado con el orden de estimación), y considerando la convergencia de entrenamiento derivada de ese tamaño, suele limitar la resolución en frecuencia hasta el punto de hacer de estos métodos basados en ANN inadecuados para la estimación interarmónica.

Si con la STFT la precisión en frecuencia aumenta con el tamaño de la ventana o bloque analizado, el número de orden de estimación lo hace con los métodos paramétricos y por lotes como ESPRIT, MUSIC y Prony. Los resultados en la estimación armónica son similares para estos tres métodos. Con un orden de estimación bajo es posible que no se lleguen a detectar ciertas frecuencias, sobre todo las interarmónicas, y que las que sí se detecten lo hagan con una mala precisión. Al aumentar el orden de estimación se pueden llegar a detectar más

frecuencias, incluidas las interarmónicas; además de mejorar la precisión en la estimación de todas las demás.

Para los métodos paramétricos y además recursivos-iterativos (o también llamados métodos de seguimiento), como los ADALINE, filtros de Kalman y EPLL, la precisión aumenta con el orden de estimación y con los parámetros de aprendizaje. Si no hay una componente de referencia en la estructura de ADALINE para medir un interarmónico, además de no detectar dicho interarmónico, éste puede producir un gran error de estimación en el proceso adaptativo y medir mal todas las demás frecuencias. Además, en los métodos recursivos se puede producir una convergencia numérica lenta, mejorable si se aumenta el valor de los parámetros de aprendizaje [CHA10].

En caso de usar filtros de Kalman, puede ocurrir que tampoco se detecten interarmónicos, ni siquiera los cercanos a armónicos, debido a las propiedades ortogonales de los modelos de Kalman [BOL06]. Pese a no ser detectados, estos interarmónicos causan interferencias que se reducen eligiendo el orden de estimación adecuado.

En el caso de usar EPLL la convergencia numérica puede llegar a ser lenta si los parámetros de aprendizaje no son los adecuados. Permite, gracias a su similar estructura a ADALINE, detectar interarmónicos cercanos a armónicos; no siendo así con los más alejados. Si la frecuencia fundamental es fija para ADALINE y para los filtros de Kalman, con EPLL en cambio sí pueden detectarse mejor las posibles variaciones de dicha frecuencia fundamental. Si además se especifica el valor adecuado de los parámetros de aprendizaje, puede reducirse el tiempo necesario para alcanzar la convergencia numérica.

En los métodos por lotes basados en redes neuronales ANN, el orden de estimación no afecta a los resultados de estimación, sino al tamaño de la red neuronal y al tiempo consumido en el entrenamiento de dicha red, siendo mayor cuanto más grande sea dicho orden. Si la red está bien entrenada, pueden reducirse las interferencias. Los componentes interarmónicos que no fueran considerados en el proceso de entrenamiento tampoco podrán ser después detectados, por lo que es necesario conocer también previamente este contenido armónico al igual que con otros métodos paramétricos.

En el caso de producirse una variación en el tiempo, como puede ser un cambio brusco de amplitud en uno de los armónicos, en los métodos basados en lotes no es fácilmente localizable con precisión el tiempo en que ocurrió dicha variación. En el caso concreto de ANN puede incluso llegar a dejarse de detectar la frecuencia cuya amplitud varió, si la red neuronal no hubiera sido antes entrenada para ello. Los métodos basados en ANN sólo detectan los tipos finitos de datos con los que han sido entrenadas, los cambios no previstos en sus patrones de entrenamiento son ignorados. Sin embargo, los métodos recursivos, iterativos o de seguimiento *tracking* siguen mejor estas variaciones de amplitud, debido al cálculo muestra a muestra que realizan. Sin embargo, hay que señalar de nuevo la importancia de seleccionar adecuadamente los parámetros de aprendizaje para conseguir la convergencia numérica con estos métodos.

Una vez comentado el manejo de estas técnicas, hay que destacar los siguientes conceptos:

- Para la detección de armónicos e interarmónicos, lo más importante es la identificación de las frecuencias presentes en la señal.
- Es necesaria la selección de un orden de estimación adecuado en todos los métodos paramétricos.

- Unos adecuados parámetros de aprendizaje son cruciales para determinar la convergencia numérica en los métodos recursivos y por redes neuronales (siendo necesario un adecuado entrenamiento además en estas últimas).
- En los métodos de procesamiento de señales por lotes el tamaño de cada bloque, para las señales variables en el tiempo, debe ser cuidadosamente seleccionado para garantizar que los datos en el bloque de análisis sean estacionarios.
- En cada aplicación específica deben tenerse en cuenta los pros y los contras de cada método discutido.

Estos son los principales métodos empleados en la medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos, pero no son los únicos; como por ejemplo los basados en la transformada wavelet, y otros que ya se han comentado en anteriores apartados basándose en otros criterios de clasificación.

3.4.- Comparativa entre las diferentes técnicas.

Las técnicas no paramétricas se basan en la transformación de la serie temporal de la secuencia de datos dada. Estas técnicas no son capaces de incorporar cualquier información disponible sobre el sistema en el proceso de estimación. La transformada de Fourier es la que se utiliza más comúnmente, es la técnica de análisis espectral tradicional fundamental en la estimación de los armónicos. A pesar de que adolece de muchos inconvenientes, muchos algoritmos mejorados han hecho que sea prácticamente la mejor herramienta para numerosas aplicaciones. Los inconvenientes de la DFT (*aliasing*, *picket-fence* y *leakage*) hacen que no sea apta para aplicaciones en las que la frecuencia fundamental se desvíe considerablemente. Además, la resolución de frecuencia en la DFT es función directa del tamaño de la ventana de adquisición, por lo que se requiere un mayor número de ciclos para la detección de interarmónicos. La FFT predomina en la estimación espectral ya que es rápida y sencilla, y la sincronización, enventanado e interpolación ayudan a reducir la fuga espectral. Sin embargo, su incapacidad para retener la información del tiempo y su menor resolución de frecuencia con ventanas de datos de pequeña longitud, abren el camino a otras técnicas. En [TAR09] se puede encontrar una comparación de las diferentes técnicas DFT.

Las wavelets tienen capacidad de resolución múltiple y además retienen la información temporal de la señal. Sin embargo, las perturbaciones locales de baja frecuencia son difíciles de encontrar usando wavelets. Son más adecuadas para datos con cambios de frecuencia graduales o para la detección de transitorios, pero su elevada carga computacional y complejidad de interpretación limitan su aplicación única en la estimación de armónicos. La wavelet discreta packet (WPT) supera a la wavelet discreta DWT, ya que descompone la señal en bandas de frecuencia uniformes y en el régimen del IEC 61000-4-7 se adapta de forma natural mejor que otros métodos. Los métodos híbridos basados en WPT y WT se están convirtiendo poco a poco en bastante populares, pero la selección óptima de la wavelet madre todavía supone un reto importante a resolver.

La transformada de Hilbert-Huang (HHT) utiliza sus *IMFs* adaptativas como funciones base para la descomposición, permitiendo el análisis espectral de datos, incluso no lineales y no estacionarios, de una manera más eficaz. Es una técnica relativamente nueva basada en el

procesamiento de datos a posteriori, que requiere de herramientas adicionales para la interpretación exacta de los resultados. La precisión y eficacia de esta técnica depende del ajuste *spline* mientras se crean las envolventes superior e inferior, lo cual es bastante difícil. Además, la HHT requiere un sobremuestreo de datos para conseguir una definición precisa de frecuencia instantánea. Además, la descomposición no es posible para componentes de frecuencia muy cercanas. Por tanto, esta técnica es sugerida para aplicaciones altamente no lineales, prestando gran atención a las limitaciones anteriores.

Los métodos paramétricos necesitan información previa sobre el sistema y sobre la señal analizada para conseguir el modelado preciso. Esto es bastante difícil para los sistemas variables en el tiempo y no lineales. Por ello, la inexactitud debido al desajuste del modelo es un problema bastante común en estas técnicas; las técnicas recursivas se desempeñan mejor en este sentido. La selección del modelo adecuado es aún una tarea difícil. Métodos paramétricos como Prony, ESPRIT y ARMA tienen muy buena resolución y son capaces de detectar interarmónicos. Sin embargo, son propensos al ruido y la precisión se reduce considerablemente en presencia de ruido. Estas técnicas, a diferencia de la FFT, no requieren de muestreo sincronizado y producen estimaciones libres de la fuga espectral. Muchos de estos métodos dan buenos resultados para muestras cortas de datos. MUSIC necesita un gran almacenamiento para su matriz múltiple, en cambio ESPRIT no requiere de ese almacenamiento. Las técnicas basadas en ANN son capaces de incorporar no linealidades en el sistema. Éstas son auto-adaptativas y robustas frente al ruido presente en la señal (sin embargo, se necesita una enorme cantidad de datos para su entrenamiento y pueden darse resultados erróneos cuando la red neuronal vea una forma de onda desconocida). También, debido a la estructura de múltiples capas y a la naturaleza «codiciosa» del algoritmo de *back-propagation*, el proceso de entrenamiento a menudo se enclava en los indeseables mínimos locales de la superficie de error o también puede converger lentamente. Estos métodos basados en ANN son adecuados para sistemas en los que solamente se hayan de medir unos pocos componentes de frecuencia predefinida dominantes, y se pueden aplicar a sistemas que son difíciles de modelar, como por ejemplo en sistemas no lineales.

Las técnicas recursivas como ADALINE y Kalman son adecuadas para aplicaciones de seguimiento *on-line* en las que haya una considerable desviación de la frecuencia fundamental y ruido. Kalman a menudo sufre el problema de «filtro que se deja caer» (*Filter dropping off*), y se vuelve insensible a cambios bruscos en variables de estado si los parámetros de estimación no van a cambiar por mucho tiempo. Este método también requiere información previa del proceso para su modelado preciso. En las técnicas híbridas, a pesar de que tratan de recoger las ventajas de los métodos básicos y exhiben un buen rendimiento, aún se encuentran muchos problemas prácticos de aplicación.

En la tabla 3.1 se presenta una comparación del rendimiento de las técnicas de estimación de armónicos estudiadas anteriormente. Para la elaboración de esta tabla se ha fusionado la información aportada en los artículos [JAI11] [CHE14] [CHA10] [CHE10] [STA17], principalmente, y además se ha añadido la relación de cada una de las técnicas con las diversas formas de clasificación de las mismas estudiadas en este capítulo (véanse las figuras 3.1, 3.8 y 3.9). Esta tabla 3.1 presenta un resumen del trabajo de síntesis de los aspectos más importantes de los diferentes procedimientos de medición de armónicos e interarmónicos en señales de red no contemplados en la normativa, los cuales han sido desarrollados a lo largo del presente capítulo de esta tesis doctoral.

Tabla 3.1 Comparativa entre distintas técnicas de estimación armónica.

Técnica	Ventajas	Inconvenientes	Aplicaciones potenciales
FFT (no_param. batch)	+Computacionalmente eficiente +Simple +Rápida	-Fuga espectral, efecto valla -Aliasing. -Pierde información temporal, pq. no detecta eventos	- Para señales lineales y estacionarias con frecuencia fundamental constante.
Windowed DFT (STFT) (no paramétrica y batch-lotes)	+Reduce fuga espectral +Fácil sincronización de datos	-Baja resolución en frecuencia y algo de carga computacional -Precisión en la estimación es afectada por DC, si existiera	- Señales variables en el tiempo con desviaciones en frecuencia e interarmónicos - Estimación armónicos e interarmónicos en banda ancha y <i>trend</i> estadística.
Wavelet DWT/WPT (no_param. batch)	+Dominio tiempo-frecuencia +Habilidad multiresolución +Fácil implementación con banco de filtros	-El espectro es en términos de bandas de frecuencia. -Selección de Wavelet madre es arbitraria y afecta a precisión	- Localización perturbaciones - Compresión datos
Hilbert HHT (no_param. batch)	+Procesamiento posterior de datos +Función base (IMF) adaptativa	-Necesaria herramienta adicional para interpretación de parámetros transformados	- Para señales no lineales y no estacionarias - <i>Análisis offline</i>
Chirp Z CZT (no_param. batch)	+Flexibilidad en muestreo de datos y número de muestras	-Mayor carga computacional -Espacio almacenamiento mayor	- Interpolación-tiempo de datos desde una frec. muestreo a otra - Sincronización
AR / ARMA (parametr. batch)	+Alta resolución y no lóbulos laterales +Muy buena precisión con longitud de datos corta	-Incapaz resolver frecs. cercanas -Selección de orden en modelo es crucial y afecta a precisión	- Señales con picos y transitorios - <i>Análisis interarmónico</i>
PRONY (paramétrica y batch-lotes)	+Puede detectar todos los atributos de la señal: frecuenc. amplit. fase y factor de amortiguamiento +Muy alta resolución frecuencia y no lóbulos laterales => alta resolución facilita una precisa estimación interarmónica	- Orden de estimación limita número de frecuencias estimadas -Computacionalmente ineficiente (si orden estimac. alto *) -Altamente propensa al ruido y desajuste del modelo	- Conveniente para datos que se comportan linealmente - ESPRIT y Prony son adecuados para el análisis <i>offline</i> de señales variables en el tiempo proporcionando identificación de frecuencia precisa.
MUSIC (paramétrica y batch-lotes)	+Buena precisión con longitudes cortas de datos	-Conocimiento previo del rango de la frecuencia de búsqueda -Alto tiempo computacional	- Aplicación <i>offline</i> - Identificación de frecuencias de alta precisión
ESPRIT (parametr. batch)	+Alta resolución => interarmón. +Estimación precisa de frecuencia	-Sólo dominio frecuencia -Alta carga computacional (por *)	- Para datos estacionarios - Clasificación y datos <i>offline</i>
ADALINE (paramétrica y recursiva)	+Robusta frente al ruido +Mejor convergencia +La estructura recursiva simple hace posible la estimación de los coeficientes de Fourier variables en el tiempo.	-Imprecisa si la señal contiene cualquier armónico que no esté considerado en ADALINE -Prefiltros para eliminar influencia de ruido y de interarmónicos. -Gran orden de estimación introduciría carga computacional adicional y estabilidad numérica.	- El orden de estimación (relación entre la frecuencia de Nyquist y la frecuencia fundamental) para la estabilidad numérica, hace que ADALINE sea sólo adecuado para el seguimiento <i>online</i> de armónicos variables en tiempo
EPLL (paramétrica y recursiva)	+Adaptativo a frecuencia variable +Superior convergencia para la estimación de la frecuencia fundamental => sincronización	-Respuesta dinámica más lenta -Conexión serie PLLs puede causar convergencia lenta. -Conexión paralelo PLLs son necesarios prefiltros para eliminar influencia interarmónicos	- Señales de frecuencia variable no estacionarias - Si orden estimación y parámetros apropiados => PLLs pueden estimar armónicos e interarmónicos variables en tiempo
Kalman KF (paramétrica y recursiva)	+Robusto frente al ruido +Recursivo + Posibilidad de hacer un seguimiento de parámetros variables en el tiempo +Estimación señales estocásticas	-Modelado de variable estado es crítico -Apagado de Filtro -Necesaria información previa de ruido, proceso y modelos; y prefiltros para ↓ interarmónicos	- Sólo adecuado para estimar señales ruidosas y armónicos variables en el tiempo, con suficiente conocimiento del proceso - Aplicaciones control <i>online</i>
Neuronal ANN (BPN)	+Auto-adaptativa + Bastante buena precisión con muestras de datos ruidosos	-Estructura compleja multicapa -De carácter «codicioso» -Puede atraparse en mínimos locales	- Para cuando sólo son críticos unos pocos y definidos armónicos
Neuronal (RBFNN) (batch-lotes)	+Más simple estructura +Rápida convergencia +Si entrenamiento bueno, estimación en tiempo real y sin interferencias de ruido-interarmónicos	-Imprecisa en la presencia de ruido y de transitorios -Estimación sólo para el mismo tipo de cargas que fueron consideradas en el proceso de entrenamiento	- Para cuando sólo unos pocos y definidos armónicos de señal variable-tiempo son más críticos - Según entrenamiento, estimac. en tiempo real armónicos e interarmónicos variables-tiempo

Los métodos paramétricos requieren número de orden de estimación, los recursivos y ANN requieren además parámetros de aprendizaje, y los métodos basados en ANN requieren además entrenamiento.

3.5.- Elección del método a usar en esta tesis.

En el caso de medición de perturbaciones debidas a armónicos e interarmónicos, se ha visto que las normas de la IEC caracterizan las distorsiones de forma de onda en sistemas de potencia con las amplitudes de los grupos y subgrupos de armónicos e interarmónicos. Estos grupos/subgrupos utilizan los componentes espectrales de una forma de onda obtenidos a partir de la transformada de Fourier discreta (DFT) con una resolución de frecuencia fija. El uso de los estándares IEC permite un compromiso entre los diferentes objetivos, tales como la necesidad de precisión, simplificación y unificación. Sin embargo, se ha visto que las formas de onda de los sistemas de potencia se caracterizan por componentes espectrales que la DFT no puede capturar con precisión suficiente, debido a la naturaleza no estacionaria de la señal, a la resolución de frecuencia fija y/o el fenómeno de la fuga espectral. La transformada de Fourier de tiempo corto (STFT) resuelve en parte el problema de las condiciones variables en el tiempo, pero sigue manteniendo la anchura fija de ventana, elegida a priori, y esto impone una limitación en el análisis de señales no estacionarias, sobre todo cuando coexisten bajas y altas frecuencias simultáneamente, como ocurre con las señales de los variadores de frecuencia [DRI09, p. 303].

Existen trabajos que demuestran la posibilidad de una evaluación del grupo/subgrupo utilizando otros métodos de estimación del espectro avanzada, además de las wavelets y filtros de Kalman [BRA08]: adaptativo Prony, estimación de parámetros de la señal a través de técnicas de invarianza rotacional (ESPRIT) y la clasificación de múltiples señales raíz (MUSIC). Estos métodos adaptativos emplean tiempos de análisis en ventanas de longitudes variables, para garantizar el mejor ajuste de las formas de onda, por lo que no se caracterizan por una resolución de frecuencia fija y así no sufren tanto el fenómeno de la fuga espectral. Pero métodos paramétricos, como el filtrado de Kalman, no se adaptan a los requisitos de las mediciones bajo los estándares IEC, porque sería preciso modelar todas las probables componentes armónicas e interarmónicas. En el caso de este trabajo de tesis, los variadores de frecuencia cuyas señales se están analizando presentan diferentes componentes espectrales, en zonas tanto de bajas como de altas frecuencias, que son función de sus estrategias de control y modulación, de sus frecuencias de conmutación y del armónico fundamental en su salida, del estado de los motores por ellos alimentados y de su nivel de carga; tal y como se verá en el capítulo 4 de esta tesis. A esto hay que añadir la diversidad de modelos comerciales de variadores y la poca información sobre su comportamiento armónico suministrada por los distintos fabricantes. Esto justifica la utilización de un método de análisis armónico flexible, que cubra la gran gama y variedad de componentes frecuenciales de las fuentes de alimentación estudiadas en esta tesis (tanto variadores como la propia red de suministro). En caso de usar técnicas paramétricas, como el filtrado de Kalman, las continuas y en ocasiones simultáneas variaciones en el valor de estas diversas componentes frecuenciales darían lugar a que el filtrado de Kalman tratase de realizar el seguimiento de la señal, para la cual no fue antes adecuadamente modelado, en un estado de iniciación permanente. Como todos los métodos paramétricos requieren conocer el orden de estimación necesario, y además los métodos paramétricos recursivos y las redes neuronales requieren parámetros de aprendizaje e incluso entrenamiento, que pueden influir incluso en su correcta convergencia, el problema de saber de antemano los contenidos armónicos que se pretenden evaluar se acentúa en caso de usar estas últimas técnicas.

No obstante, es posible que la utilización de algunos métodos híbridos permitiese mejorar los problemas de la transformada de tiempo corto STFT, manteniendo sus ventajas. Un ejemplo puede ser el descrito en [COS07] que combina el filtro de Kalman (usado para

extraer las amplitudes y fases de cada armónico) y el método de Prony (utilizado como estimador de frecuencia). Con el filtro de Kalman pueden analizarse armónicos variables en el tiempo, con la ventaja en este caso de no necesitar un conocimiento previo de las frecuencias armónicas existentes, ya que se calcularon previamente usando el método de Prony. Técnicas híbridas como ésta sin embargo aumentarían la carga computacional enormemente en el caso de pretender aplicarse al análisis de las señales de salida de cualquier variador, máxime si se pretende considerar tanto los armónicos como los innumerables interarmónicos presentes en toda su gama de frecuencias. Esto conllevaría la necesidad de un orden de estimación muy elevado, dado el ingente número de diferentes componentes espectrales a analizar.

La utilización de otras técnicas no paramétricas en el dominio del tiempo-frecuencia, como la transformada *wavelet packet* (WPT), puede ser una alternativa acorde con la normativa IEC para el cálculo de las magnitudes de los grupos y subgrupos armónicos. Sin embargo, las WPT presentan la desventaja de que las frecuencias centrales de sus filtros paso banda sean difíciles de ajustar exactamente en las frecuencias armónicas deseadas. Estas frecuencias centrales se fijan una vez elegido el número de escalas, y es probable que se encuentren en frecuencias distintas a las de los armónicos deseados, incrementándose además el número de armónicos dentro de cada banda a la vez que lo hacen las frecuencias centrales de cada filtro. Por ello, para el análisis de la gran variedad de rangos y tipos de respuestas armónicas a la salida de los variadores y fuentes de alimentación en general que pueden excitar motores de inducción, el uso de wavelets puede ser útil para cada caso particular, con un tipo de control y de modulación, estado de la carga y rango de frecuencias concreto. Habría que readaptar las posiciones de las frecuencias centrales de los filtros cada vez que cambiara la frecuencia del fundamental de salida o de conmutación del variador, por ejemplo.

Por ello, y tras estudiar las diferentes técnicas aplicables al análisis armónico en las señales tanto de la red como de la salida de los variadores de frecuencia, para esta tesis se ha elegido la transformada discreta de Fourier de tiempo corto o *windowed STFT*, a la cual se incorporan las técnicas de agrupamiento en frecuencia y en el tiempo ya vistas en el capítulo 2. Los motivos de esta elección se explican a continuación:

- Buena eficiencia computacional. Al ser un método de procesamiento por lotes, no recursivo o iterativo ni tampoco paramétrico, si se fija el tamaño de cada bloque puede mantenerse entonces aproximadamente constante el tiempo de procesado de cada ventana de análisis. También su rápida velocidad de convergencia y su estabilidad numérica contribuyen a esta buena eficiencia computacional.
- Buen compromiso entre resolución temporal y frecuencial, (por la ventana corta de adquisición de 0,2 s recomendada en la norma 61000-4-7).
- Adaptable a la normativa: El uso de los estándares IEC permite un compromiso entre los diferentes objetivos, tales como la necesidad de precisión, simplificación y unificación para así poder comparar entre sí medidas de ensayos distintos.
- La STFT es adecuada para la estimación de armónicos e interarmónicos en banda ancha y para evaluar la tendencia estadística de señales con cierta variabilidad temporal. Las señales de salida de los convertidores presentan múltiples armónicos e interarmónicos, dependientes del tipo de convertidor y modo de trabajo, así como debidos también al motor, su carga y sus posibles anomalías. Al no conocerse con precisión el número y posición de estas frecuencias, se necesita un método de análisis que cubra un gran rango o banda ancha de frecuencias, aunque no tenga la mejor precisión para todas ellas. El hecho de no poder precisar un orden de estimación o número de frecuencias concreto hace que los métodos

paramétricos se antojen, en principio, poco adecuados para un primer estudio de todo el rango de frecuencias a la salida de un convertidor. Sin embargo, podría ser bueno emplear otros métodos (por ejemplo, wavelets, Prony o Kalman) para analizar algunos rangos determinados de frecuencias, en los que ya se conociera una estimación previa de sus posibles valores.

- Permite detectar cualquier número de armónicos e interarmónicos al no requerir conocimiento previo del orden de estimación o número de frecuencias a medir. Sin embargo, hay algunas limitaciones, como el carácter no estacionario de la señal, que las frecuencias estén por debajo de la mitad de la frecuencia de muestreo (frecuencia de Nyquist) y, además, la eliminación de las frecuencias por encima de esta frecuencia para evitar el *aliasing* como con cualquier otro método. Pese a que en esta tesis se analizan los datos obtenidos a partir de ensayos durante su estacionario, la no perfecta estacionariedad de las señales medidas a la salida de los convertidores hace que la ventana de muestreo no pueda ser lo bastante grande como para que la resolución en frecuencia sea lo suficiente para medir con precisión todos los interarmónicos (ni incluso sincronizando bien la ventana de adquisición con el armónico fundamental y sus armónicos, ya que los interarmónicos no lo estarían con ella produciéndose fuga espectral). Las frecuencias interarmónicas que no coinciden con los múltiplos de la frecuencia básica, distancia entre barras o resolución espectral (inversa de la ventana de muestreo) se miden en las barras espectrales más próximas en vez de donde realmente se producen (efecto empalizada), siendo menor este efecto cuanto más juntas estén estas barras o mejor sea la resolución (pero debido a la variabilidad temporal de las señales analizadas, ya se mencionó que esta resolución no puede ser la óptima). Luego, cuando se mide un interarmónico no múltiplo de la frecuencia básica, se mide realmente en otra posición o barra espectral fija (error en la posición frecuencial) y con el error sumado de la fuga espectral dispersa por todas las barras del espectro y mayor cuanto más cerca se mida de donde se produce esta fuga (error en la amplitud). Si el interarmónico es medido como su fuga espectral provocada por él mismo sobre sus barras espectrales más próximas, y libres de otro contenido armónico, la amplitud se mantiene bastante constante a lo largo de ventanas sucesivas de adquisición. Pero si en alguna de esas barras existiese ya algún armónico, de amplitud y fase constantes en el tiempo, al sumarse a la fuga espectral de amplitud fija pero fase variable provocaría que la amplitud total medida en dicha barra espectral fuese también variable. No obstante, la agregación temporal permite reducir los efectos de esa fuga espectral, tal y como se analizará en la sección 5.4 de esta tesis.
- También en el capítulo 5 se demostrará que la elección de un tamaño apropiado de ventana (de aproximadamente 0,2 s tal como recomienda la normativa) y su sincronización con el fundamental mediante detección de cruces por cero, la aplicación de una frecuencia de muestreo lo suficientemente alta, el uso de la señal más conveniente para sincronizar las ventanas de muestreo (tensión de fase en vez de corriente de línea), y la adecuada agregación tanto en frecuencia como en el tiempo de las barras espectrales obtenidas mediante la DFT, son suficientes para conseguir unos niveles de precisión satisfactorios en la medida de las agrupaciones y tasas armónicas basadas en la normativa que se han utilizado para caracterizar las distintas fuentes de alimentación ensayadas en esta tesis doctoral.
- Gracias a lo anterior, tampoco ha sido necesario el uso de funciones ventana (como la de Hann) ni de técnicas de interpolación, por haberse logrado en el análisis de los datos obtenidos (en los ensayos descritos en el capítulo 6) siempre errores de sincronismo menores a los indicados en la normativa, y por hacer uso de la DFT sin necesidad de aplicarla sobre una cantidad determinada de muestras (como ocurriría con la FFT), tal como se comentó en el capítulo 2.

CAPÍTULO-4

ARMÓNICOS e INTERARMÓNICOS PRODUCIDOS en el MOTOR de INDUCCIÓN y en su ACCIONAMIENTO.

Si en los anteriores capítulos se conocieron las técnicas o formas de medir, en el capítulo 4 se van a estudiar los contenidos armónicos previsible de las señales que se desea medir. Por tanto, este capítulo describe los armónicos generados por el motor de inducción y los de las fuentes de alimentación que lo excitan, desde la red eléctrica a los variadores de frecuencia que son estudiados con mayor detalle.

En el primer apartado se examinan los armónicos e interarmónicos producidos por el motor de jaula de ardilla: armónicos de ranura, armónicos característicos de defectos o funcionamientos irregulares del motor, modulaciones entre armónicos, saturación del flujo magnético y pulsaciones originadas por la carga accionada. Se insiste especialmente en la descripción de los armónicos debidos a fallos en el motor, eléctricos o mecánicos, sobre todo los debidos a excentricidad y a rotura de barras en el rotor; por ser estos los dos tipos de fallos que presentan los motores que se van a utilizar en los ensayos de esta tesis.

Entre los métodos de accionamiento del motor de inducción destacan especialmente los variadores de frecuencia. Los métodos de control de los variadores afectan al rendimiento y comportamiento transitorio del motor y es la forma de modular la que influye directamente en el contenido armónico de las señales generadas por los variadores. Por ello, al final de este capítulo se analiza el comportamiento armónico de los variadores de frecuencia, especialmente en la etapa inversora de los variadores con salida en fuente de tensión. Previamente se describe la topología básica y clasificación de los diferentes tipos de variadores, se analiza su constitución interna y su comportamiento armónico general. Después se profundiza en el conocimiento de los principales tipos de modulación utilizados en la etapa inversora, tanto en lazo abierto como en lazo cerrado, y en el contenido armónico generado por cada una de ellas. Finalmente, se destaca la relación entre la utilización del variador y el diagnóstico de fallos en los motores por él excitados, analizando las posibles ventajas e inconvenientes de la aportación armónica introducida por el convertidor en dicho diagnóstico.

4.1.- Armónicos e interarmónicos en motores de inducción.

4.1.1.- Introducción.

Los motores asíncronos pueden ser fuentes de armónicos e interarmónicos [HAN04] como los llamados armónicos de ranura debidos a las ranuras del estator y el rotor junto con la saturación del circuito magnético. La densidad de flujo no es senoidal en el entrehierro debido al número limitado de ranuras en el rotor y el estator, además de a la disposición del devanado del estator. Algunos armónicos temporales en las señales de intensidad y voltaje se generan a causa de los armónicos espaciales debidos a la densidad del flujo no senoidal por el entrehierro. Estos pueden originar a su vez un par pulsante. A una velocidad constante del motor, las frecuencias de estas perturbaciones están por lo general en el rango de 500 Hz a 2000 Hz, pero durante el arranque del motor este rango se puede ampliar significativamente. La asimetría natural del motor (como por ejemplo por desalineaciones del rotor) también puede ser una fuente de interarmónicos.

Los motores cargados con un par variable, como por ejemplo los martillos de forja, sierras eléctricas, equipos de estampación, máquinas compresoras, sistemas de bombeo, etc., también producen subarmónicos. La consecuencia de la carga variable se observa también en los variadores de velocidad constituidos por convertidores electrónicos. También en la industria de la energía eólica, las consecuencias de la modificación del par de las turbinas, a causa del llamado efecto de sombra por la torre, producen la modulación del armónico principal de tensión, dando lugar de este modo a componentes indeseadas de bajas frecuencias.

Además de estos armónicos, en los motores de inducción la mayor parte de los defectos, y en concreto los debidos a las barras rotas en el rotor, se manifiestan como varias bandas de frecuencia circundando al armónico principal y distanciadas entre sí de forma simétrica una separación que depende del valor del deslizamiento. Este hecho también se da alrededor de los armónicos en el tiempo generados por el variador. En general se presentan frecuencias características de fallos por asimetría del rotor en frecuencias del tipo $(K \pm 2ns)f_1$ con f_1 como frecuencia fundamental, n igual a un número natural, s es el deslizamiento y K igual al orden del armónico temporal de la intensidad estatórica inyectada por el convertidor (por lo que K depende del tipo de convertidor y presenta en principio multitud de posibles valores). Las amplitudes y órdenes de los armónicos debidos a rotura de barras y otras asimetrías del rotor son influidos también por los factores de devanado, inductancias de la máquina y de la red de alimentación, haciendo que no siempre aparezcan todos los armónicos de fallo posibles desde el punto de vista teórico [DUQ05].

Entre los métodos para detectar defectos en los motores asíncronos, la comúnmente designada como de análisis de firma de la intensidad del motor (MCSA) es una de las más usadas, pues enfoca su esfuerzo en analizar espectralmente la intensidad del estator [NAN05] [BEN00], y se ha usado con éxito en el descubrimiento de barras rotas del rotor, daño en cojinetes y excentricidad. El método se basa en valorar el valor relativo del módulo de los armónicos de corriente. El procedimiento más habitual en las técnicas MCSA es medir una corriente de fase, procesando a continuación la señal utilizando la FFT y visualizando el espectro resultante. La magnitud de las bandas laterales a frecuencias dependientes del deslizamiento se considera directamente relacionada con la severidad del fallo. El análisis de la magnitud en las bandas laterales se ve en ocasiones dificultado por la proximidad de bandas adicionales provocadas por otros tipos de fallos, por lo que conviene tener un conocimiento general de todos ellos.

4.1.2.- Armónicos producidos por el motor de inducción.

Una máquina eléctrica de inducción, supuesta de construcción ideal, alimentada desde una fuente de tensión sinusoidal y perfectamente simétrica, producirá en su entrehierro un campo eléctrico giratorio de forma senoidal que rota a la velocidad de sincronismo. En las máquinas reales, el entrehierro presencia un campo eléctrico formado por un espectro con infinitos armónicos, cuya amplitud y frecuencia difieren de la del armónico principal. Estos armónicos giran en la misma o contraria dirección que el fundamental a velocidad mayor o menor y con amplitudes que pueden variar con la posición del rotor [DUQ05, p.p. 51-53].

Las causas de este espectro armónico son muy diversas y sus componentes, en una primera clasificación que surge fundamentalmente por razones históricas en el curso del desarrollo de la teoría de las máquinas eléctricas, pueden dividirse en armónicos espaciales y armónicos temporales. Los armónicos espaciales aparecen en el entrehierro debido a la disposición interna de la máquina, mientras que los armónicos temporales se introducen en el entrehierro desde el exterior del motor.

Los armónicos espaciales son debidos a que las fuerzas magnetomotrices generadas por los devanados no siguen una variación sinusoidal. Únicamente en el caso teórico de una distribución sinusoidal de las bobinas sobre una superficie perfectamente cilíndrica sin irregularidades de la cara interna del cilindro interior del estator y exterior del rotor, se eliminarían los armónicos de fuerza magnetomotriz.

Otra causa de la aparición de armónicos espaciales es la presencia de dientes y ranuras en el estator y rotor, que hace que la permeancia del entrehierro no sea uniforme. En las máquinas eléctricas, el paso de diente es el mismo alrededor de la circunferencia completa y la permeancia del entrehierro está representada en forma de una curva periódica y como tal, puede desarrollarse en series de Fourier. Además, a la no uniformidad del entrehierro van a contribuir que el mismo adopte una forma más o menos elíptica y su posible conicidad, junto con otros factores atribuibles a la fabricación o montaje de la máquina como son la excentricidad del estator respecto al rotor y los desplazamientos axiales entre estos elementos.

Por último, otros armónicos espaciales serán debidos a la no linealidad de los parámetros que forman parte de las ecuaciones electromecánicas que describen el funcionamiento de la máquina. La no linealidad de los parámetros puede ser debida a la presencia de saturación magnética, esto es, la dependencia no lineal de las inductancias de la máquina con la corriente. Las resistencias varían con el desplazamiento de la corriente y, por otra parte, en algunos accionamientos el momento de inercia de la carga puede sufrir fluctuaciones o estar sujeto a procesos de cambio.

Para entender la presencia de armónicos temporales, se puede considerar la máquina de inducción como un cuadripolo con, por ejemplo, dos terminales eléctricos de entrada (tensión y frecuencia) y otros dos terminales de salida mecánica (par en el eje y frecuencia de giro). Los armónicos temporales surgen de la aparición de tensiones no sinusoidales y/o asimetrías, de cambios no lineales en la amplitud y frecuencia de las tensiones, además del resultado de cambios no lineales en el par y la velocidad del eje. En un caso general, los armónicos temporales aparecen como consecuencia de la acción simultánea de dos factores no lineales en los terminales de entrada o salida. Estos armónicos también pueden aparecer en el entrehierro de la máquina desde terminales térmicos: por ejemplo, un cambio brusco en la temperatura puede provocar cambios en los parámetros de la máquina.

Las tensiones no sinusoidales pueden ser originadas por elementos no lineales exteriores a la máquina como reactancias saturadas o elementos semiconductores utilizados en el control de la máquina y sobre todo por la utilización de convertidores de frecuencia o arrancadores estáticos.

La situación es aún más compleja debido a que todos estos armónicos interactúan entre sí, sufriendo procesos de modulaciones y combinaciones entre los mismos que originan a su vez la aparición de nuevos armónicos reflejos de los anteriores.

Finalmente, se pueden considerar aquellos armónicos que van a aparecer en el entrehierro como consecuencia de averías o funcionamiento defectuoso de la máquina. Estos armónicos van a sumarse a los anteriores y van a complicar más la estructura del espectro armónico. La detección de estos armónicos originados por la avería dará información sobre la presencia de la misma, de forma que pueden utilizarse como magnitudes indicativas, tal como se verá posteriormente, para su diagnóstico y utilizar este hecho como el fundamento en el que se basan las técnicas de mantenimiento predictivo [DUQ05, p.p. 51-53] [MER17]. Al finalizar este apartado 4.1, el estudio se centrará en el caso particular de la detección de averías por asimetrías en el rotor debidas a barras rotas, puesto que los ensayos realizados en esta tesis han sido con un motor sano y otro con una barra rota.

Así pues, en el espectro de la intensidad de alimentación de la máquina de inducción trifásica alimentada por fuentes de tensión simétricas sinusoidales, además de la componente fundamental de la intensidad aparecen una serie de armónicos que se corresponden con:

- Armónicos de ranura.
- Armónicos característicos de defectos, fallos o de funcionamientos irregulares del motor.
- Modulaciones entre armónicos.
- Saturación del flujo magnético.
- Pulsaciones originadas por la carga accionada.

Si el motor es alimentado por un convertidor estático de frecuencia, la forma de la corriente de alimentación se aleja en mayor o menor grado de la forma sinusoidal, lo que va a provocar, junto a la potencial presencia de los armónicos citados, que se introduzcan una serie de nuevos armónicos temporales cuyo número, frecuencia y amplitud dependerá de la estrategia de conmutación de los semiconductores [DUQ05, p. 313] [MAO19].

4.1.3.- Descripción y clasificación de fallos en motores de inducción y de sus armónicos asociados.

Es notorio que el motor eléctrico de uso más generalizado en la industria moderna es el de inducción, debido sobre todo a su robustez, fiabilidad, durabilidad y versatilidad. Aunque su diseño tiene en cuenta la posibilidad de los fallos más típicos, tales como sobretensiones y sobrecorrientes, es imposible garantizar que la máquina eléctrica mantenga el estado normal durante toda su vida útil. El envejecimiento natural junto con las condiciones ambientales adversas y ciclos de trabajo extremos, aumentan la probabilidad de fallos en el motor. La causa habitual de estos fallos es la aplicación de esfuerzos en los bobinados del estator, jaula, núcleos magnéticos, eje y cojinetes, más altos o durante un tiempo mayor que para los que

fueron previstos [PIL13]. Esto ha llevado a que el motor de inducción ocupe un papel crítico en las líneas de producción. Los altos costos producidos por paradas de planta no programadas, además de los tiempos de reparación asociados, han causado que la monitorización del estado del motor eléctrico sea crucial para el aumento de la fiabilidad y la productividad.

Las averías del motor de inducción más comunes están relacionadas con el bobinado del estator, con el bobinado o jaula del rotor, y con el eje y cojinetes [PER04] [MER17]. En los motores de jaula de ardilla, la rotura de una o más barras de rotor es un fallo que suele ser habitual [LIU17]. Incluso cuando esta avería no provoque que la máquina quede fuera de servicio, no deja de ser un fallo degenerativo, por lo que es necesario detectarlo a tiempo con el fin de evitar daños mayores. La tabla 4.1 resume el porcentaje de fallos en las máquinas eléctricas [DUR04]:

Tabla 4.1 Principales fallos en máquinas eléctricas.

Tipo de fallo	Porcentaje
Cojinetes dañados	41%
Fallos en el estator	37%
Fallos en el rotor	10%
Otros fallos	12%

Durante las últimas décadas se han realizado varios estudios técnicos respecto a los fallos en las máquinas eléctricas atendiendo a su origen. Otros estudios detallan los fallos en cada parte de la máquina. Actualmente no existe una clasificación estandarizada o unificada de fallos en la máquina eléctrica, y puede hacerse por diferentes criterios, como el origen del fallo (mecánico, eléctrico, hidráulico, etc.), el elemento de la máquina (estator o rotor) donde ocurre el fallo, y así sucesivamente [PIL13].

4.1.3.1.- Fallos eléctricos.

Generalmente, los fallos eléctricos se clasifican de acuerdo con el elemento en el que se producen. Se describirá su origen, sus causas y los posibles métodos de detección y sus armónicos relacionados.

Fallos en el devanado del estator.

El devanado trifásico del estator está constituido por varios bobinados, generalmente de cobre, cuyo aislamiento eléctrico es el punto más frágil y propenso a soportar fallos como consecuencia de sufrir distintos sobreesfuerzos térmicos, eléctricos, mecánicos o medioambientales [GAR13].

Estos fallos se producen dentro del estator o en el sistema de suministro. Los tipos más comunes de fallos están relacionados con fallos en el aislamiento de los devanados, y los diferentes fallos posibles, junto con los correspondientes efectos en el funcionamiento de la máquina, se enumeran a continuación:

- Cortocircuitos entre espiras adyacentes. La máquina puede funcionar así durante un tiempo indeterminado.
- Cortocircuitos entre devanados de la misma fase. La máquina puede funcionar durante un tiempo indeterminado.
- Cortocircuitos entre fases. La máquina se detiene instantáneamente.
- Cortocircuitos entre una fase y tierra. La máquina se detiene instantáneamente.
- Circuito abierto de una fase dada. La máquina puede funcionar dependiendo de la carga y de su protección.

Estos fallos pueden causar temperaturas elevadas en los devanados o en el núcleo estático, llegando a degradar dicho núcleo, deterioro de los anillos finales de cortocircuito de la abrazadera, contaminación de aceite, humedad y suciedad, desequilibrios en el suministro o descargas eléctricas y escapes en los medios de refrigeración.

Por ejemplo, la detección de las bobinas en cortocircuito se fundamenta en la detección de componentes frecuenciales del tipo f_{sc} dadas por la ecuación (4.1) [NAN05]:

$$f_{sc} = f_1 \left[k \pm n \cdot \left(\frac{1-s}{p} \right) \right] ; \quad k = 1, 3, 5, \dots \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (4.1)$$

donde f_1 es la frecuencia fundamental de la alimentación, p es la cantidad de pares de polos y s es el deslizamiento.

Fallos por barras rotas en el rotor.

El rotor del motor soporta idénticos sobreesfuerzos que los referidos para el estator. No obstante, los sobreesfuerzos por causas mecánicas y térmicas se acentúan en el rotor. Éste se calienta más que el estator a consecuencia de la dificultad para disipar el calor generado por estar alojado en el interior del estator. En el caso de los motores de inducción de jaula de ardilla, la fuerza centrífuga se intensifica en las uniones con el anillo de cortocircuito y en los extremos de las barras, especialmente mientras duran los periodos transitorios, como arranques, cambios repentinos en la carga y detenciones [GAR13]. Por ello los fallos eléctricos más comunes del rotor son las roturas en el devanado de la jaula del rotor. Estos fallos introducen anomalías en el campo magnético del entrehierro que producen componentes armónicos de banda lateral de frecuencia f_{brb} en el espectro de la corriente de línea, alrededor de la componente fundamental, y también cerca de otros armónicos causados por la distribución de devanados no ideales [BEN00] [PUC09].

Las frecuencias características de estos componentes f_{brb} relacionados con el fallo están dadas por [DEL82]:

$$f_{brb} = f_1 \left[k \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm s \right] ; \quad \text{donde } k/p = 1, 5, 7, 11, 13, \dots \quad (4.2)$$

El armónico de banda lateral izquierda (*LSH*) se obtiene sustituyendo $k/p = 1$ en la ec. (4.2); este componente produce oscilaciones en la velocidad del rotor, originando una nueva familia de componentes relacionados con estos fallos [BEL01], con frecuencias dadas por:

$$f_{brb} = f_1 (1 \pm 2 k s) \quad ; \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (4.3)$$

Aunque las barras de rotor rotas no causan inmediatamente el fallo del motor, pueden ser un problema grave con varios efectos secundarios (como sobrecalentamientos, golpes en la barra, daños en el aislamiento del motor y consecutivos fallos en el devanado, etc.). La detección de defectos por rotura de barras en el rotor utilizando la técnica MCSA se tratará con mayor profundidad más adelante en el apartado 4.1.4, dada su importancia de cara a analizar los resultados de los ensayos realizados en la presente tesis doctoral.

Fallos eléctricos relacionados con fuentes externas.

Otros fallos eléctricos están relacionados con motivos externos al motor, bien con el generador que alimenta la máquina, generalmente un variador electrónico, bien con la carga del sistema.

4.1.3.2.- Fallos mecánicos.

Casi siempre los defectos mecánicos ocurren en el rotor, por ser éste un componente móvil, y pueden ser a su vez: desequilibrios del rotor, desalineamientos, defectos de rodamientos, deficiencias de engranajes y fallos por excentricidad en todos sus posibles casos.

Desequilibrios.

Un sistema mecánico rotatorio se equilibra cuando las fuerzas resultantes (internas y externas) son constantes. Debido a esto hay 2 clases de posibles desequilibrios:

- Desequilibrio estático, que se produce cuando hay un reparto heterogéneo del peso en el rotor. Este fallo es detectable con el rotor detenido.
- Desequilibrio dinámico, que se produce por un reparto longitudinal heterogéneo de pesos en el rotor.

Fallos de desalineamiento.

Es muy difícil obtener un acoplamiento perfecto entre la máquina eléctrica y su carga mecánica, de modo que las fuerzas resultantes sean cero. Cuando el acoplamiento no es perfecto, los componentes relacionados con fallos aparecen en la corriente del motor en las frecuencias dadas en [ORC98]. Para par de carga pulsante:

$$f_{carga} = f_1 \left[1 \pm m \left(\frac{1-s}{p} \right) \right] \quad \text{donde } m = 1, 2, 3, \dots \quad (4.4)$$

Los motivos que más frecuentemente provocan los fallos en el eje son la fatiga mecánica, la corrosión, las fisuras y los excesos de carga. Los defectos por fatiga alcanzan hasta el 90% de la totalidad de fallos en los ejes de motores, sobre todo si éstos no han sido diseñados, contruidos o utilizados según su uso normal [GAR13].

Fallos de la excentricidad.

La excentricidad en el entrehierro ocurre cuando la separación entre el rotor y el estator es diferente según la posición. Se produce por algún tipo de fuerza radial desequilibrada o bien por atracciones magnéticas. La fricción entre el rotor y el estator debida a la excentricidad puede llegar a producir averías en la máquina de inducción. Asimismo, la fuerza magnética radial produce vibraciones sobre los bobinados del estator y su núcleo que pueden causar daños irreversibles. Por ello es conveniente localizar la excentricidad antes de que el motor se estropee. La excentricidad del rotor puede ser motivada por una diversidad de causas tales como las características de diseño, tolerancias de fabricación y condiciones de operación del motor. El rotor puede estar situado ligeramente descentrado en el hueco del estator. El funcionamiento excéntrico del rotor de los motores de inducción puede resultar suficiente para aumentar la atracción magnética desbalanceada y así provocar el contacto entre el estator y el rotor [KRA04]. Se pueden identificar cuatro tipos de excentricidades a través de MCSA:

1.- La excentricidad estática ocurre si una distancia mínima permanece fija en el volumen del entrehierro (como se aprecia a la izquierda de la figura 4.1), generando permanente-mente una fuerza magnética no equilibrada unidireccional. Esto podría curvar el eje del rotor, desgastar los cojinetes y terminar convirtiéndose en excentricidad dinámica. La excentricidad estática puede ser producida por una ovacidad del estator, o por un desalineamiento de los cojinetes montados. Como consecuencia, existe una posición angular, con la longitud radial mínima del entrehierro, caracterizada por un desplazamiento del eje de rotación. Puesto que el rotor no está centrado dentro del hueco del estator, la distribución del campo en el entrehierro ya no es simétrica. El entrehierro no uniforme da lugar a una fuerza radial de origen electromagnético, denominada *UMP*, que produce frecuencias de distorsión dadas por la ecuación (4.5) [BEN00].

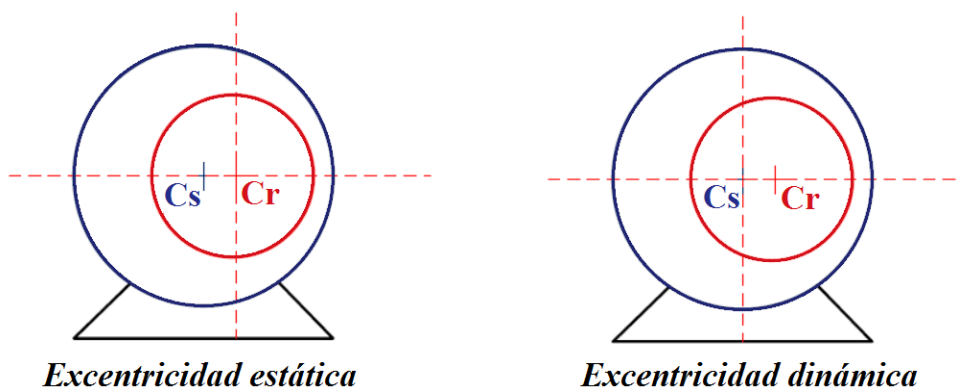


Figura 4.1 Excentricidad estática y dinámica (C_s y C_r son los centros geométricos de estator y rotor). En el cruce de las líneas de trazos estaría el eje de rotación real, diferente en cada tipo de excentricidad [LIU17].

2.- La excentricidad dinámica corresponde al caso en el que el eje de rotación del rotor no coincide con su centro geométrico (ver figura 4.1). Este tipo de excentricidad puede ser causada por un eje curvado, resonancias mecánicas o desgaste del cojinete por movimiento. Para cada posición de entrehierro, la longitud radial del entrehierro varía con el tiempo, modulada sinusoidalmente, y esto da lugar a un campo magnético asimétrico. Esto causa frecuencias de distorsión dadas por la ecuación (4.5):

$$f_{slot-ecc} = f_1 \left[(kR \pm n_d) \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm n_w \right] \quad (4.5)$$

donde $k = 1, 2, 3, \dots, R$ es la cantidad de ranuras en el rotor, n_d es el orden de la excentricidad de rotación, $n_d = 0$ para una excentricidad estática y $n_d = 1, 2, 3, \dots$ para excentricidad dinámica, s es el deslizamiento, p es el número de pares de polos y n_w es el orden de armónico de fuerza magnetomotriz del estator u orden de armónico temporal en los generadores de voltaje.

Debe observarse que la ecuación (4.5) está relacionada con los armónicos producidos por las ranuras del rotor. Es decir, la excentricidad da lugar a un aumento de los armónicos debidos a las ranuras del rotor. Además, los resultados experimentales en [NAN01] han demostrado que la magnitud de las componentes halladas en la expresión (4.5) no cambia de forma relevante si el motor es influido únicamente por excentricidad estática. No obstante, los cambios en la excentricidad estática pueden convertirse en excentricidad de tipo dinámica.

3.- La excentricidad mixta combina las excentricidades estática y dinámica. En los motores es normal que coexistan ambos tipos de excentricidad. Ni el rotor gira en torno a su propio centro ni tampoco en torno al del estator, sino que lo normal es que lo haga en torno a un punto entre los ejes de simetría del estator y del rotor. Esto produce otros componentes de banda lateral característicos en el espectro de corriente. La excentricidad global (estática, más dinámica) del entrehierro especificada por los fabricantes se denomina también excentricidad radial del entrehierro y se da normalmente como un porcentaje de la longitud nominal del entrehierro. Los niveles de excentricidad del entrehierro no deben exceder un máximo del 10% en motores de inducción trifásicos para evitar daños catastróficos. Las componentes de baja frecuencia producidas por esta excentricidad conciernen a la frecuencia rotacional f_r alrededor de la frecuencia fundamental [BEN00] y se indican en la expresión (4.6).

$$f_{mix-ecc} = f_1 \pm m \cdot f_r = f_1 \left[1 \pm m \left(\frac{1-s}{p} \right) \right] \quad \text{donde } m = 1, 2, 3, \dots \quad (4.6)$$

Por ejemplo, para una frecuencia fundamental $f_1 = 50\text{Hz}$, $m = 1$, $p = 2$ pares de polos, y muy bajo deslizamiento $s \approx 0$, se obtienen armónicos con frecuencias de unos 25 y 75Hz, situadas pues alrededor del fundamental (ver parte derecha de la figura 4.2).

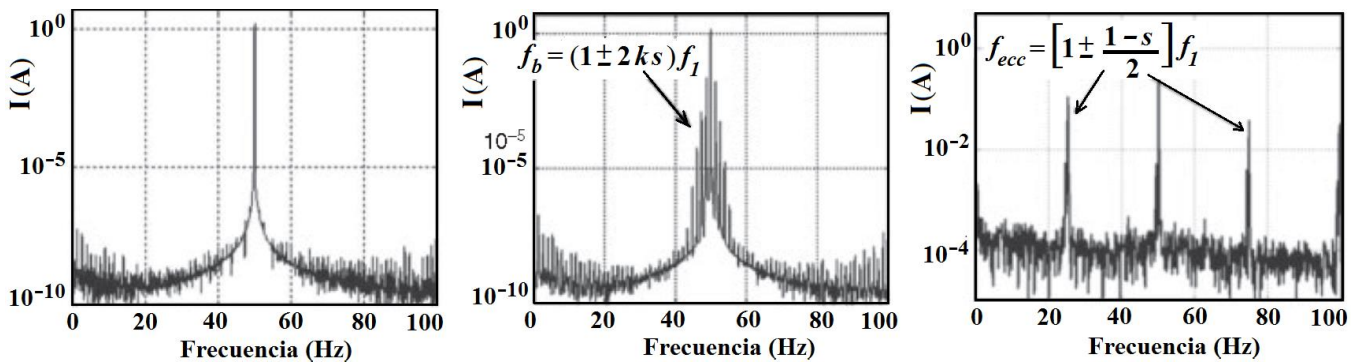


Figura 4.2 Espectro FFT de un motor de inducción simulado en condición sana (izquierda), con una barra de rotor rota (centro) y con una falta de excentricidad mixta (derecha) [PIL13].

4.- La excentricidad axial aparece cuando la excentricidad cambia a lo largo del eje del rotor. En estos fallos los ejes del rotor y del estator no son paralelos y se tiene una excentricidad diferente en cada parte de la máquina. La excentricidad en el eje del rotor se origina debido a alteraciones en la longitud del entrehierro con una consecuente distribución no simétrica en el flujo magnético, que causa a su vez un cúmulo de secuelas perjudiciales en la máquina de inducción.

Fallos en los engranajes.

La utilización de engranajes en máquinas eléctricas se debe al uso de diferente velocidad y par de referencia en diferentes aplicaciones industriales. Debido a esto son usados trenes, que están compuestos por diferentes elementos como piñones y conjuntos de engranajes de estructura compleja. Por supuesto, estos elementos externos de la máquina tienen influencia en el comportamiento de la máquina eléctrica. Dependiendo de la configuración del engranaje, aparecen diferentes frecuencias características.

Rodamientos dañados.

Las máquinas eléctricas tienen dos cojinetes donde se sostienen los extremos del eje del rotor. Estos cojinetes permiten el movimiento de rotación del rotor, y se desgastan debido a la fricción continua que experimentan. Un rodamiento es un cojinete con bolas de rodadura y tolerancias extremadamente pequeñas, para evitar cualquier desplazamiento interno excepto el de rotación.

Los cojinetes presentan una duración finita a consecuencia del desgaste de los materiales que los componen. Entre las causas más usuales de averías se encuentran un montaje defectuoso, una carga muy elevada tanto en estacionario como en transitorio, una mala lubricación, exposición a vibración, etc. Si el rodamiento se ha dañado, las frecuencias características aparecen como una función del tipo de daño. Las siguientes ecuaciones muestran las frecuencias características si hay un fallo en el canal de rodadura interior (f_i , signo «+» en ecuación (4.8)) o exterior (f_o , signo «-» en ecuación (4.8)) [BLO10]:

$$f_{bng} = |f_I \pm m \cdot f_{i,o}| \quad (4.7)$$

$$f_{i,o} = \frac{Nb}{2} fr \left[1 \pm \frac{Db}{Dc} \cos(\beta) \right] \quad (4.8)$$

$$f_o = 0,4 \cdot n \cdot fr \quad ; \quad f_i = 0,6 \cdot n \cdot fr \quad (4.9)$$

donde f_I es la frecuencia fundamental, $m = 1, 2, 3, \dots$, Nb es la cantidad de bolitas del rodamiento, $f_{i,o}$ son las frecuencias características de vibración, fr es la velocidad de marcha del rotor expresada en Hz, Db es el diámetro de la bolita, Dc es el diámetro de circunferencia media de la jaula del cojinete y β es el ángulo de contacto de las bolitas (ver figura 4.3). Para

la ecuación (4.8) se requiere información específica de la construcción de los cojinetes o pueden ser aproximadas por la ecuación (4.9) para cojinetes de 6 a 20 bolas [DEL84]. Si el fallo aparece en las bolas del rodamiento, entonces se cumple la ecuación (4.10).

$$f_{balls} = \frac{Dc}{2 \cdot Db} fr \left[1 - \left(\frac{Db}{Dc} \cos(\beta) \right)^2 \right] \quad (4.10)$$

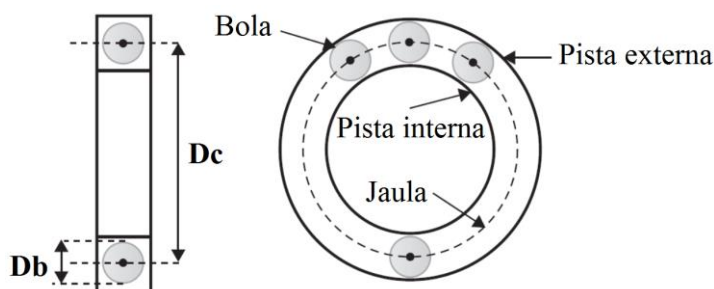


Figura 4.3 Geometría interna de un rodamiento [PIL13].

4.1.4.- Detección de barras rotas con metodología MCSA.

Uno de los fallos más importantes de los motores asíncronos, más que por su incidencia directa por la posibilidad de derivar en otro fallo que pueda resultar catastrófico, es el agrietamiento, y la rotura de barras de rotor, sobre todo en motores que arrancan habitualmente bajo carga. Como las barras del rotor también sufren las fuerzas por acelerar y frenar el motor de inducción, si éste soporta cambios repentinos en su velocidad de rotación, debidos a su régimen de funcionamiento o por la clase de mecanismo movido, la avería podría extenderse con rapidez por el esfuerzo de la máquina. En estas variaciones bruscas en el movimiento de la máquina la velocidad del rotor es bastante inferior a la velocidad síncrona y por ello se produce una fuerte intensidad que circula por cada barra. La elevada intensidad provoca que las barras se calienten y se expandan respecto al rotor y por las diferentes resistencias óhmicas de cada barra individual. Las juntas, donde las barras se acoplan al anillo de cortocircuito, podrán agrietarse por efecto de los desiguales calentamientos y consecuentes expansiones de las barras. Como la resistencia de las barras agrietadas aumenta, esto incrementa todavía más su recalentamiento, con lo cual sus grietas tenderán a crecer. Simultáneamente, por las otras barras de rotor contiguas circularán intensidades adicionales debidas a la disminución de las intensidades en las barras agrietadas, pudiendo así producirse la sucesiva fractura del resto de barras de rotor.

Los fallos asociados al agrietamiento o rotura de barras del rotor se desarrollan, en general, de manera lenta, por lo que no van a provocar una parada inmediata del motor. Sin embargo, si no son detectados y corregidos a tiempo, pueden dar lugar daños adicionales en otros puntos de la máquina. Los elementos rotos, al desprenderse a gran velocidad, pueden golpear contra las cabezas de bobina, dañando el aislamiento y propiciando la aparición de cortocircuitos.

Las estrategias de detección de barras rotas pueden estar basadas en el análisis de la vibración del motor o bien en el análisis de variables eléctricas [BEL08]. Estas últimas han ganado terreno sobre las primeras debido a que no necesitan sensores adicionales, ni el acceso físico a la máquina. Los métodos de detección de averías en máquinas eléctricas suelen ser en general minimalistas, por lo que es deseable que la estrategia propuesta requiera un número mínimo de medidores [TAV08].

De las técnicas propuestas para la detección de barras o bien de anillos rotos, las basadas en el Análisis de la Firma de Corriente del Motor (*MCSA* o *Motor Current Signature Analysis*) han demostrado ser muy eficaces [BEN00] [BEL02]. La estrategia más generalizada de MCSA es el análisis del espectro de la corriente del estator. En la estrategia MCSA, los efectos de las barras rotas del rotor aparecen como bandas laterales en torno a la frecuencia fundamental y varios de sus múltiplos o armónicos. Una ventaja de esta técnica es que sólo se necesita la medición de una corriente del motor. Sin embargo, la amplitud de estas bandas laterales depende de varios factores tales como el grado de asimetría del rotor, la carga del motor y su inercia, entre otros. Algunos componentes armónicos procedentes de la red eléctrica o bien del variador de frecuencia que alimenta al motor, junto con asimetrías en el rotor así como oscilaciones de carga, pueden dar lugar a bandas laterales alrededor de la componente de corriente fundamental, que pueden confundirse con las bandas laterales producidas por barras de rotor rotas. Es por tanto de interés tener una estrategia que permita discriminar entre todos estos distintos efectos y evitar así falsos positivos en la detección de esta falta.

4.1.4.1.- Armónicos originados por la rotura de barras con alimentación senoidal.

Los campos generados por las intensidades por fallos en barras y anillos del rotor inducen tensiones en el estator que contienen frecuencias características f_{brb} dadas por la ecuación (4.2). A consecuencia de la simetría en la distribución trifásica de los bobinados de la máquina de inducción, únicamente los armónicos de la intensidad rotórica con orden p , $5p$, $7p$, $11p$, $13p$, etc., son capaces de influir en el espectro de la intensidad estática [DUQ05].

Los voltajes inducidos en los bobinados del estator provocan las oportunas intensidades con idénticas frecuencias. Como la reactancia estática es bastante grande (salvo para los armónicos más bajos de f_l), las intensidades a estas frecuencias son bastante bajas si se comparan con las intensidades correspondientes a los armónicos más bajos. Hay que destacar que con el deslizamiento (carga del motor) se incrementan tanto las distancias entre los armónicos generados por rotura de barras y su armónico principal, como también las amplitudes de dichos armónicos por fallos [DUQ05]. Desafortunadamente, si las barras rotas se ubican a 180° eléctricos una respecto a la otra, no se generarán las componentes de las bandas laterales [BEN00]. Ello se debe a que la fuerza magnetomotriz del rotor se mantiene simétrica y entonces sólo se origina la $f.m.m.$ que gira en la misma dirección a la del rotor.

El armónico de banda lateral izquierda (*LSH*) se obtiene sustituyendo $k/p = 1$ en la ecuación (4.2); esta componente produce oscilaciones en la velocidad y el par del rotor, originando una nueva familia de componentes relacionados con estos fallos [BEL01]. La expresión general de las frecuencias así originadas en la corriente del estator viene dada por (4.3). Comparando las ecuaciones (4.2) y (4.3), puede observarse que sólo coinciden en la componente $(1-2s)f_l$, que corresponde al armónico lateral inferior al fundamental.

Considerando estas dos expresiones de forma simultánea, los principales armónicos que teóricamente pueden presentarse como consecuencia de este tipo de asimetrías en el rotor serían los de frecuencias características:

$$\begin{aligned}
 &1f_1, (1\pm 2s)f_1, (1\pm 4s)f_1, (1\pm 6s)f_1, \dots \\
 &(5-4s)f_1, (5-6s)f_1, \\
 &(7-6s)f_1, (7-8s)f_1, \\
 &(11-10s)f_1, (11-12s)f_1, \\
 &(13-12s)f_1, (13-14s)f_1, \\
 &\dots \dots
 \end{aligned}$$

Puede apreciarse que, a diferencia del fundamental, los armónicos 5, 7, 11, 13,... solo presentan bandas laterales inferiores, según se desprende de la expresión (4.2). Hay que observar que no todos los armónicos deducidos de forma teórica van a estar presentes en el espectro real de la corriente, debido a la influencia que los factores de devanado, las inductancias de la máquina y la red de alimentación tienen sobre las fuerzas electromotrices inducidas y, por lo tanto, sobre las amplitudes y órdenes de los armónicos generados. Además, en aplicaciones en que los motores estén alimentados mediante variadores de frecuencia, van a aparecer nuevos armónicos en el espectro de corriente, originados por los armónicos temporales introducidos en el motor como consecuencia del funcionamiento del convertidor y de las nuevas modulaciones de frecuencia que se producen entre armónicos, que van a modificar notablemente el espectro de frecuencia hasta aquí conocido.

Por otra parte, los armónicos característicos estudiados pueden estar también presentes en motores sanos, como consecuencia de las asimetrías propias de cualquier motor y de la forma de onda no senoidal del campo debida a la distribución de los devanados, aunque con una menor amplitud que en motores defectuosos. También el porcentaje de carga aplicada al motor influye sobre el valor de la amplitud de los armónicos de corriente (y sobre las tasas de distorsión derivadas de la medición de estos armónicos). Por ello no es tan sencillo deducir directamente del valor de la amplitud de estos armónicos característicos de fallo el estado del motor, siendo necesario normalizar estos valores. La utilización de tablas [DUQ05] es el método más extendido para evaluar la severidad del fallo, midiendo la diferencia de amplitudes entre la componente fundamental de la corriente y el armónico lateral correspondiente; aunque también existen otros métodos para la estimación de barras rotas, como la utilización de fórmulas empíricas o la observación de la amplitud de las dos bandas laterales a la componente fundamental.

4.1.4.2.- Generalización de la expresión de los armónicos debidos a asimetrías en el rotor. Análisis de la corriente con alimentación desde variador de frecuencia.

Toda la explicación anterior es válida cuando el motor de inducción recibe alimentación senoidal pura, como se supone ocurre desde la red de suministro eléctrico. Las bandas de frecuencia que aparecen como consecuencia de las barras rotas, en torno al armónico principal y distanciadas de forma simétrica una separación que depende del deslizamiento, igualmente se repiten en torno a los armónicos temporales generados por el variador de frecuencia que

alimente al motor. En general se presentan frecuencias características de fallos por asimetría del rotor en frecuencias del tipo [DUQ05]:

$$f_{brb} = f_1 (K \pm 2 n s) \quad ; \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (4.11)$$

con f_1 como frecuencia fundamental, n igual a un número natural $0, 1, 2, 3, \dots$, s es el deslizamiento y K igual al orden del armónico temporal de la corriente del estator inyectada por el convertidor (por lo que K depende del tipo de convertidor y presenta en principio multitud de posibles valores). Para un inversor con tensión escalonada de seis escalones, K adopta el valor: $K = 6h \pm 1$ con $h = 1, 2, 3, \dots$. Es decir, K es un orden de armónicos impar y no múltiplo de 3 ($K = 5, 7, 11, 13, 17, \dots$).

La ecuación (4.11) puede utilizarse para deducir los potenciales armónicos de falta para cualquier forma que adopte la tensión de alimentación: senoidal, de seis escalones o PWM en cualquiera de sus tipos. Lo único necesario para poder usar esta expresión es saber el orden de los armónicos temporales introducidos por el convertidor de frecuencia o, lo que es lo mismo, conocer la estrategia de conmutación del convertidor de potencia.

En cualquier caso, recuérdese que, del mismo modo que con alimentación senoidal pura, no todos los armónicos teóricos del estator van a aparecer en el espectro de su corriente. Además, el valor de la amplitud del armónico de corriente disminuye conforme aumenta la reactancia del circuito del estator al aumentar la frecuencia de la fuerza electromotriz en él inducida. Por otra parte, para valores de tensiones más altos se observa mejor la amplitud de los armónicos de campo, siempre que no alcancemos valores de tensiones cercanos a la zona de saturación. Este hecho influye notablemente en los motores con control de velocidad en los que su regulación se basa en mantener constante la relación tensión/frecuencia y por ello se requiere variar la tensión de alimentación.

Y al igual que para alimentación sinusoidal pura, la asimetría del rotor provoca la aparición de una corriente en el estator a frecuencia $(1-2s)f_1$, que produce oscilaciones del par y de la velocidad, lo que a su vez induce nuevas fuerzas electromotrices en el estator que originan una corriente de reacción a frecuencia $(1+2s)f_1$, en un proceso que continúa de forma indefinida hasta su amortiguación, con la aparición de nuevos pares de bandas laterales sobre la frecuencia f_1 . De forma similar, en el caso de que la tensión de alimentación del motor no sea sinusoidal, si se produce una asimetría en la jaula, en torno a las frecuencias correspondientes a los armónicos de tiempo de la corriente de alimentación ($K f_1$), aparecen bandas laterales que a su vez, van a inducir sus propias pulsaciones de par y de velocidad, lo que de nuevo va a reflejarse en la corriente del estator, por la aparición de la frecuencia lateral simétrica centrada en f_1 , es decir, a frecuencias $f_1 (K \pm 2 s)$, tal como sucedía con el armónico fundamental de la corriente. Progresivamente, el número de bandas laterales irá aumentando, aunque la amplitud de las mismas va decreciendo conforme nos alejamos de la frecuencia central, dependiendo la atenuación del valor de la inercia de la carga accionada y de las características de funcionamiento y construcción del motor.

El conjunto formado por la unión de las componentes armónicas de la corriente originadas de forma directa a partir de la corriente inyectada, como consecuencia inmediata de la falta en el rotor y de las componentes armónicas que aparecen debido a las oscilaciones del par y de la velocidad, demuestra la amplia generalidad de la ecuación (4.11) para la previsión de todos

los posibles armónicos de la corriente del estator que son consecuencia directa o indirecta de la rotura o agrietamiento de una o más barras u otros problemas de asimetría en la jaula del rotor. Así se demuestra la validez de esta ecuación para obtener las frecuencias de fallo en el rotor en motores de inducción, tanto si el suministro de energía al motor responde a formas sinusoidales de la tensión y la corriente o bien, si la alimentación contiene armónicos temporales, como es el caso de motores controlados a través de convertidores estáticos de frecuencia [DUQ05].

Así pues, el espectro de la corriente del estator, cuando es alimentado desde un convertidor de frecuencia, presenta un gran incremento de actividad en relación con el espectro correspondiente al mismo motor, en iguales condiciones de funcionamiento, pero con alimentación puramente sinusoidal. Los problemas de asimetrías en el rotor se reflejan no sólo en el entorno de la componente fundamental de la corriente, sino también en torno a los armónicos temporales generados por el convertidor, viniendo dadas las frecuencias características de fallo por la ecuación (4.11), donde sobresalen las bandas laterales en torno a los armónicos de orden 1, 5, 7 y 11. Alrededor del fundamental el nivel de ruido es alto y se observan las bandas laterales, aunque en menor número a las que aparecen alrededor de los armónicos de orden más elevado. Este nivel de ruido de fondo disminuye considerablemente al aumentar la frecuencia, lo que se traduce en una mejor observación de las bandas laterales de los armónicos de mayor orden, aunque su amplitud sea similar o incluso inferior a las bandas laterales de la componente fundamental, tal como se aprecia en la figura 4.4.

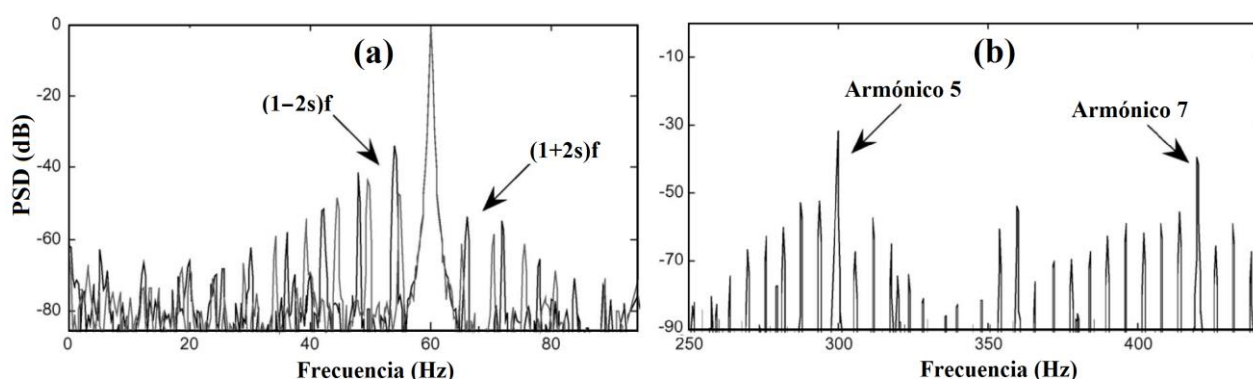


Figura 4.4 Firmas o patrones por asimetrías del rotor en el espectro de corriente de un motor alimentado por inversor: (a) Alrededor de fundamental, (b) alrededor del quinto y del séptimo armónicos [AKI08].

Además, conforme progresa la severidad de la avería, en el espectro de corriente se observa un aumento del número de parejas de bandas laterales de los distintos armónicos inyectados por el convertidor, sobre todo en los citados armónicos de 5°, 7° y 11° orden, además del fundamental; aumentando también su amplitud hasta llegar a valores comparables en todas las bandas. La amplitud de la banda lateral inferior suele ser mayor que la amplitud de la banda lateral superior, tanto para bandas situadas alrededor del fundamental como de otros armónicos impares, y, en el caso concreto del 5° armónico, su segunda y tercera pareja de bandas laterales destacan sobre el resto [DUQ05], como también puede apreciarse en la figura 4.4. Otros autores añaden como firma para detectar asimetrías en el rotor en motores alimentados por inversor con modulación PWM el aumento de amplitud de los armónicos pares respecto al motor sano [AKI08], tal como se aprecia en la figura 4.5, debido a que cualquier asimetría en el rotor tiende a hacer también asimétrica la forma de onda de la corriente y con ello a incrementar los armónicos pares.

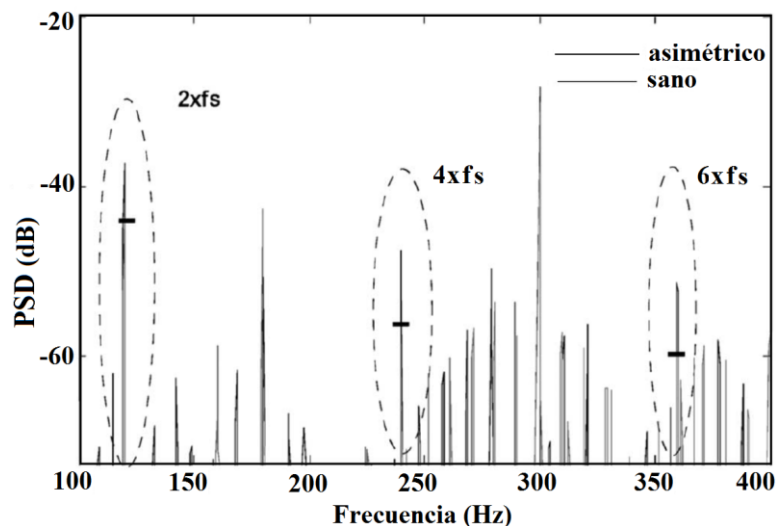


Figura 4.5 Incremento en el 2º, 4º y 6º armónicos debido a asimetrías en el rotor [AKI08].

Estas técnicas de análisis de señales MCSA son válidas para el funcionamiento en el estado estacionario, e incluyen el enfoque convencional de la transformada de Fourier (FT) y el enfoque más recientemente desarrollado basado en la transformada de Hilbert (HT). Hoy en día las técnicas basadas en el estado estacionario son las más difundidas en el entorno industrial; sin embargo, no pueden utilizarse en algunas aplicaciones importantes (por ejemplo, generadores eólicos o vehículos eléctricos) en las que las condiciones de funcionamiento varían continuamente [PIL13]. El método MCSA funciona bien para par de carga constante y mejor con motores de alta potencia, pero presenta dificultades cuando esta técnica se aplica a motores de mediana y baja potencia que están trabajando a velocidad baja o par de carga bajo [GAR11]. Cuando en general el motor de inducción opere con par variable en el tiempo, la frecuencia de fallo se puede sobreponer disminuyendo y solapando al armónico debido al par oscilante. Para estos casos, se pueden utilizar métodos de análisis para señales no estacionarias, como los estudiados en el capítulo 3 de esta tesis (análisis wavelet, continuo y discreto, transformada corta de Fourier, distribución de Wigner-Ville (WVD), etc.) para la detección de fallos y observando así también la variación de los armónicos a lo largo del tiempo.

4.1.4.3.- Otros armónicos relacionados con asimetrías en el rotor: armónicos de ranura.

Aunque no puedan considerarse un fallo en el motor, dado que son inherentes a sus características constructivas, los armónicos originados por la variación de la reluctancia en el entrehierro del motor debida al ranurado de las superficies interior del estator y exterior del rotor en su movimiento relativo, conocidos como armónicos de ranura, también pueden influir en el análisis espectral de la corriente del estator y por lo tanto en el diagnóstico usando técnicas MCSA.

Teniendo en cuenta sólo la componente senoidal del campo en el entrehierro, la frecuencia de los armónicos de ranura del rotor depende del número de ranuras del rotor, del número de polos de la máquina y de la velocidad de giro, según la ecuación (4.12) [DUQ05]:

$$f_{ran,c} = f_1 \left[c \cdot R \cdot \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm 1 \right] \quad (4.12)$$

donde c es el orden del armónico de ranura considerado, R el número de ranuras del rotor y f_1 , s y p son la frecuencia fundamental, el deslizamiento y el número de pares de polos.

Si la alimentación es desde variador de frecuencia con inversor trifásico de salida, los armónicos de tiempo introducidos en la corriente de alimentación originan armónicos espaciales de flujo en el entrehierro, produciendo nuevos armónicos de ranura dados por:

$$f_{ranK,c} = f_1 \left[c \cdot R \cdot \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm K \right] \quad (4.13)$$

donde K es el orden del armónico espacial considerado. Para el caso de un inversor con tensión de seis escalones, los armónicos espaciales significativos coinciden en orden con los temporales, por lo que K tomaría valores 1, 5, 7, 11, 13,...

En realidad, los armónicos de orden K ya estaban presentes en el motor de inducción trifásico, debido a la disposición de los devanados del estator, incluso con alimentación sinusoidal desde red eléctrica. Pero si se alimenta desde inversor, es de esperar que la amplitud de estos armónicos sea muy superior al caso de alimentación puramente senoidal, sobre todo para los armónicos de ranura de orden superior, al haber aumentado la amplitud de los armónicos espaciales como consecuencia, a su vez, de la introducción de nuevos armónicos temporales debidos al convertidor [DUQ05, p.p. 326-330].

Pese a ser perjudiciales para el funcionamiento del motor y de su sistema de alimentación, estos armónicos de ranura pueden emplearse de forma beneficiosa tanto para la medición del deslizamiento y velocidad de giro del rotor; como para la detección de bandas laterales, distanciadas $\pm s f_1$ alrededor de los armónicos de ranura, debidas a posibles anomalías en el motor. Estas bandas laterales pueden presentar una diferencia de amplitud con su armónico de ranura correspondiente independiente de la carga del motor, lo cual es una ventaja; pero la detección de los armónicos de ranura no es evidente y conlleva cierta complejidad. Presentan frecuencias altas alejadas de las bandas inferiores donde más información suele haber útil para el diagnóstico del estado del motor. La amplitud de los armónicos de ranura decrece conforme aumenta el orden K del armónico inyectado por la corriente del convertidor.

La evaluación de la diferencia de amplitudes entre los armónicos de ranura y sus bandas laterales para la detección de asimetrías en el rotor, aunque puede tener su utilidad en el caso de motores alimentados desde la red, no añade información adicional en el caso de alimentación desde variador de frecuencia. Por otra parte, como se acaba de ver, esta información también está disponible en forma de bandas laterales de otros armónicos, con una amplitud y frecuencia más fáciles de distinguir.

4.2.- Armónicos e interarmónicos en convertidores de frecuencia.

4.2.1.- Introducción.

Se ha visto que cuando se opera directamente a partir de las tensiones de la red un motor asíncrono funciona a una velocidad casi invariable, con el problema añadido de no controlar la corriente de arranque. Sin embargo, a través de convertidores electrónicos de potencia, se puede cambiar la velocidad de un motor de inducción y controlar mejor su par. Los accionamientos del motor de inducción pueden clasificarse en dos grandes categorías según sus aplicaciones:

- Variadores de velocidad graduable. Un uso notable de estos accionadores está en la regulación de la velocidad de ventiladores, compresores, bombas, prensas, etc.
- Servomotores. Mediante una regulación sofisticada, los motores asíncronos se utilizan como servo-accionamientos en aplicaciones robóticas, periféricos informáticos, maquinaria y diversas herramientas.

Un variador de velocidad (*Adjustable Speed Drive, ASD*) es un dispositivo utilizado para proporcionar un control de velocidad continuo (en comparación con el control de velocidad discreto obtenido con reductores o con motores de varias velocidades). Un ASD es capaz de ajustar tanto la velocidad como el par de un motor de inducción o síncrono. Los ASD se suelen nombrar de varias formas, tales como variadores de velocidad, convertidores de frecuencia o inversores de frecuencia variable.

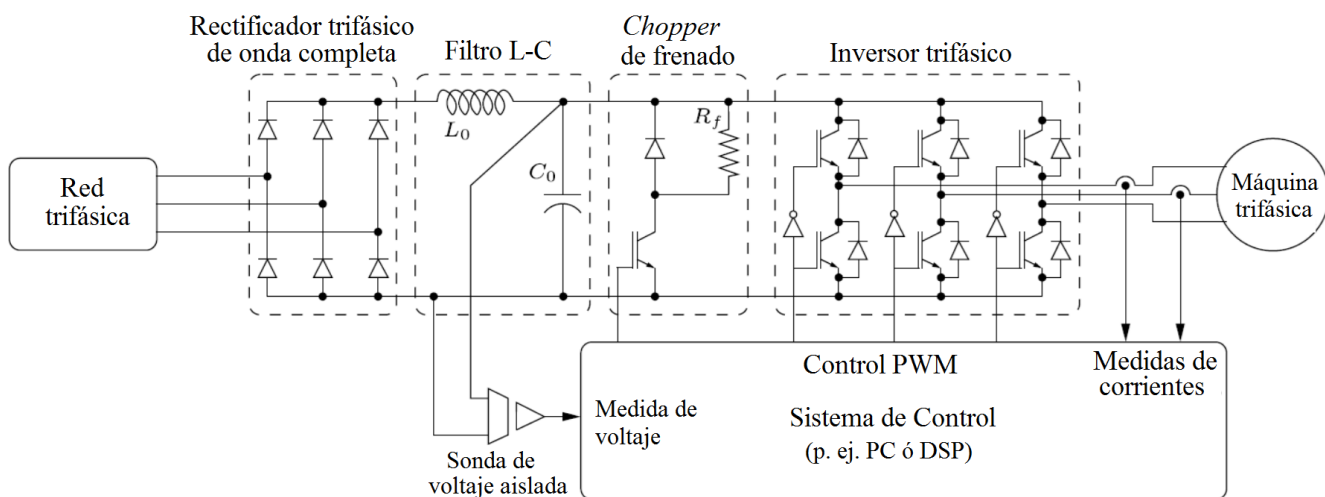


Figura 4.6 Configuración de potencia típica de un variador de velocidad [PAT15a].

La figura 4.6 muestra un ejemplo de variador que utiliza un rectificador que permite convertir la señal alterna de entrada, con amplitud y frecuencia fijas proporcionadas por la red eléctrica, en una tensión o *link* de continua requerida por el inversor para producir una señal alterna con amplitud y frecuencia variables en su salida. El inversor con transistores bipolares de puerta aislada (IGBT) actúa como un rectificador (durante las fases de frenado de máquina), pero el rectificador de diodos situado a la entrada del convertidor es incapaz de

devolver esta energía eléctrica a la red. Esto provoca que se necesite un interruptor de frenado para consumir este exceso de energía, como se comenta en el anexo III.1

El convertidor de frecuencia, y particularmente el inversor, proporciona al motor una alimentación con forma de onda no senoidal, de tipología variable, generalmente formada a partir de pulsos rectangulares de diferente anchura o amplitud. Este tipo de alimentación, con un alto contenido en armónicos, es el origen de una serie de problemas nuevos o que aumentan los que ya tenía el motor, como: incremento de las pérdidas adicionales en los devanados del estator, en el rotor y en el entrehierro, disminución del par, aparición de pares pulsatorios, aumento del ruido y vibraciones, etc. [DUQ05, p.p. 63-71].

Con objeto de reducir estos problemas originados por el convertidor de frecuencia en el funcionamiento del motor, es preferible que la forma de onda de la tensión aplicada al motor sea lo más senoidal posible. Si se utilizan tensiones no senoidales, como ocurre en la mayoría de los variadores, es preferible utilizar formas de onda que no contengan armónicos de bajo orden, como el quinto y el séptimo, ya que pueden causar perturbaciones ondulatorias, especialmente a bajas velocidades. Este es el objetivo de las diversas técnicas de modulación empleadas, consistentes en usar diferentes estrategias de conmutación de los semiconductores en cada periodo de la tensión de alimentación.

Se obtienen mejores formas de onda elevando la frecuencia de conmutación de los semiconductores empleados, pero existen restricciones que limitan este incremento de frecuencia, como son los retardos y las pérdidas de conmutación, los límites a las variaciones bruscas de tensión y/o corriente por parte tanto de semiconductores como del motor, y el tiempo necesario de cálculo entre periodo y periodo de la señal generada y su relación con la tecnología utilizada de control. Los accionamientos de velocidad variable actuales van desde menos de un kW hasta potencias de varios miles de kW como los usados en centrales de generación en donde suelen usarse convertidores de conmutación natural. Pero para potencias bajas y medias (hasta los 1600 kW) suelen utilizarse casi exclusivamente convertidores de conmutación forzada que utilizan diferentes técnicas de control como las ya comentadas anteriormente cuando se habló del control escalar y vectorial de estos convertidores.

4.2.2.- Variadores de frecuencia.

4.2.2.1.- Tipos de variadores y aplicaciones relacionadas.

La figura 4.7 muestra una clasificación de los principales sistemas de control de la velocidad del motor de inducción mediante variadores de frecuencia, comenzando por dividirlos en convertidores directos (convierten AC-AC directamente, como los cicloconvertidores, para altas potencias) o indirectos (convierten AC-DC-AC, con un paso intermedio mediante un *link* de continua). Dentro de los convertidores indirectos, se pueden distinguir entre convertidores en fuente de tensión (*Voltage Source Inverter* o VSI, cuyo circuito intermedio presenta un condensador) y convertidores en fuente de corriente (*Current Source Inverter* o CSI, cuyo circuito intermedio presenta una inductancia).

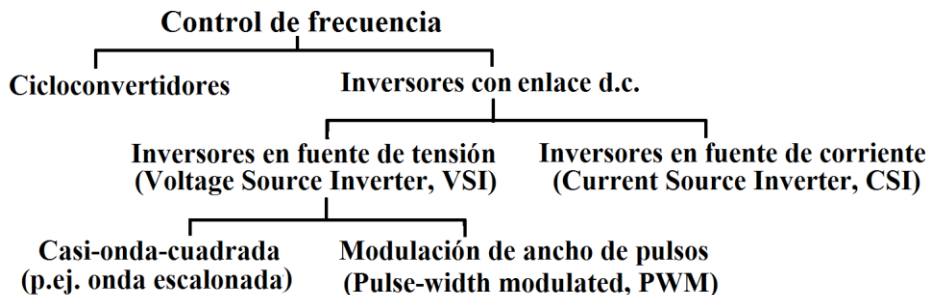


Figura 4.7 Tipos de convertidores con control de frecuencia [SHE95].

Los convertidores AC-AC indirectos o con filtro o *link* de continua constan de un rectificador, un filtro paso bajo y un inversor. Para bajas y medias potencias el rectificador suele ser no controlado (mediante diodos) y es el inversor el que controla el valor de la tensión y de la frecuencia de salida, como ocurre con los inversores en fuente de tensión con modulación por ancho de pulso (PWM-VSI). Para mayores potencias puede ser un rectificador controlado (mediante tiristores) que controla el valor de la tensión continua, encargándose el inversor en este caso de controlar sólo la frecuencia (como ocurre con los CSI, y con los inversores en fuente de tensión con modulación por onda cuadrada o escalonada, *square wave-VSI*) [MOH95]. Para potencias altas también se emplean los inversores multinivel.

Cuando se elige un convertidor en fuente de corriente, se dispone de un ondulator de secuencia de fase en la etapa de salida que distribuye simétricamente la corriente sobre las tres fases del motor asíncrono. Dicho convertidor solo controla la frecuencia, en tanto que el control de la tensión y la intensidad son asumidos por el convertidor de entrada. En el caso del convertidor en fuente de tensión PWM-VSI, el inversor de salida genera el sistema trifásico necesario, de acuerdo con la tensión y frecuencia requerida, a partir del valor de la tensión constante del circuito intermedio [DUQ05, p.p. 63-71].

Cuando el motor se alimenta desde un VSI es recomendable que el motor tenga una alta reactancia de dispersión, debido a que ello limita la amplitud de los armónicos de corriente y así se reducen las pérdidas armónicas, pares pulsatorios y los picos de corriente. Los motores de tipo B (según la clasificación americana NEMA), de uso general, pueden ser adecuados para este tipo de alimentación. En cambio, cuando se utiliza un CSI, es deseable un valor bajo en la reactancia de dispersión que limite el valor de los picos de tensión que se producen en las conmutaciones de los semiconductores [DUQ05, p.p. 87-89]. Por lo que respecta a la resistencia del rotor, su pequeño valor en los motores de jaula de ardilla hace que disminuyan las pérdidas en el rotor cuando el motor se alimenta desde cualquier tipo de inversor. Existe un tipo de motores de alta eficiencia o vectoriales, con menores pérdidas que los motores estándar y buenas capacidades respecto al par que proporcionan, que los hace idóneos para su uso con convertidores de frecuencia; aunque su coste económico sea mayor que los motores estándar de similares características.

Para una tensión nominal dada, los motores grandes tienen menor reactancia de dispersión que los pequeños, por lo que para motores pequeños es más recomendable el uso de variadores de frecuencia dotados de VSI. Si se utilizaran inversores en fuente de corriente con motores pequeños ello daría lugar a grandes picos de tensión. En cambio los motores grandes, con bajas reactancias, se adecúan mejor al uso de CSI.

4.2.2.2.- Constitución y comportamiento armónico básico de un variador.

La estrategia de control de los motores de inducción está basada, en la mayor parte de las aplicaciones actuales, en mantener constante la relación entre la tensión y la frecuencia aplicadas, teniendo como objetivo el conseguir el control de la velocidad de acuerdo con el valor de la frecuencia, manteniendo constante el flujo en el entrehierro en su valor óptimo, utilizando diversas compensaciones que son necesarias debido a la no-linealidad de las características del motor y del convertidor, tal como se describe en el anexo III.

Los convertidores de frecuencia utilizados para ello suelen ser en su mayoría indirectos y están formados por un convertidor de entrada en el lado de la red de suministro (rectificador, normalmente no controlado para bajas y medias potencias como el formado por un puente de diodos) y un convertidor de salida (normalmente un inversor de tensión sí controlado en amplitud y frecuencia, formado por un puente de transistores: MOSFETs para bajas potencias o bien IGBTs para potencias medias) en el lado de la carga [MAR06]. Entre ambos convertidores existe un filtro paso bajo o circuito de enlace de continua (inductancia en serie si se trabaja en fuente de corriente o capacidad en paralelo en fuente de tensión) que filtra o desacopla las señales entre la red eléctrica de suministro y la carga conectada a la salida del convertidor. La figura 4.8 muestra un típico convertidor de baja o media potencia.

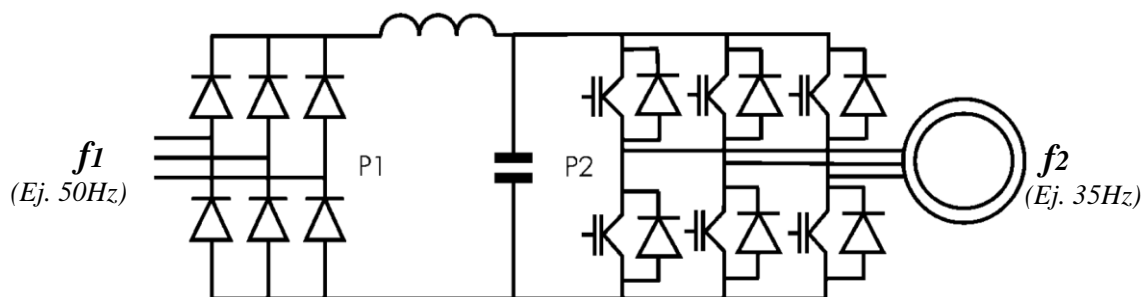


Figura 4.8 Esquema de un variador de frecuencia con filtro en fuente de tensión.

Gracias a este filtro intermedio, las dos frecuencias fundamentales (de la red f_1 y de la carga f_2) están mutuamente desacopladas. En general la forma de onda de la corriente de entrada al filtro previo al inversor se determina principalmente por la acción del rectificador más que por la operación del motor [SHE95]. Pero el filtro ideal no existe, y siempre existe un cierto nivel de acoplamiento. Como resultado, algunas componentes armónicas de corriente asociadas a la carga en la salida están presentes en el circuito intermedio y éstas, a su vez, están presentes en el lado de la red de alimentación a la entrada. Estas componentes también pueden ser subarmónicas e interarmónicas con respecto a la frecuencia fundamental del sistema.

Los ASD basados en sistemas de conversión de doble etapa (rectificador, filtro e inversor) generan componentes de corriente interarmónica en el lado del sistema de alimentación, en el enlace o filtro de continua y en el lado de salida, además de los armónicos típicos de los convertidores de una sola etapa [SOL18]. Bajo condiciones de suministro ideales, los interarmónicos son generados por la interacción entre los dos sistemas de conversión a través de la intermodulación de sus armónicos. Cuando además se presentan desequilibrios y/o distorsiones armónicas e interarmónicas ya existentes en las tensiones de alimentación, se producen fenómenos de intermodulación aún más complejos [ROS05].

Por ello, la presencia de dos puentes trabajando entre dos sistemas con diferentes frecuencias provoca que la corriente en el filtro DC intermedio sea modulada a partir de estas dos frecuencias f_1 y f_2 . Ambos convertidores impondrán componentes no característicos en el filtro DC, que también aparecerán como armónicos no característicos en los lados de alterna, tanto en la red de suministro como en la carga [HAN04]. Además, es posible que también armónicos presentes en el lado de la red puedan sumarse a los provocados por el convertidor e interactuar con los del lado de la carga. Así pues, estos convertidores de potencia en sus dos etapas, rectificadora e inversora, introducen nuevos armónicos e interarmónicos que se suman a los ya existentes en la red y a los debidos al motor y sus posibles averías.

Los armónicos producidos por el rectificador o convertidor P1, los producidos por el inversor o convertidor P2 y los interarmónicos debidos a la intermodulación entre los dos convertidores están presentes en las corrientes del filtro de continua, dando lugar a las siguientes componentes de frecuencia del circuito intermedio:

- Armónicos desde el sistema 1 (red de suministro): $f_{hdc}^1 = p_1 k f_1 \quad k = 0, 1, 2, \dots$
- Armónicos desde el sistema 2 (carga): $f_{hdc}^2 = p_2 n f_2 \quad n = 0, 1, 2, \dots$ ecs. (4.14)
- Interarmónicos por la intermodulación entre los convertidores: $f_{ihdc} = f_{hdc}^1 \pm f_{hdc}^2$

donde:

- p_1, p_2 = cantidad de impulsos, de los conversores P1 y P2 respectivamente
- f_1 = frecuencia fundamental a la entrada del sistema-1 (red de suministro)
- f_2 = frecuencia fundamental a la salida del sistema-2 (carga).

El convertidor P1 provocará en la red eléctrica de entrada armónicos de corriente característicos con las frecuencias $(p_1 k \pm 1) f_1$ a las que se sumarán las provocadas por el convertidor P2 en el filtro DC. El total de frecuencias provocadas por el convertidor en las corrientes del lado de la red de suministro se puede expresar en general [HAN04]:

$$(k p_1 \pm 1) f_1 \pm n p_2 f_2 \quad \text{con } k = 0, 1, 2, \dots \quad \text{y } n = 0, 1, 2, \dots \quad (4.15)$$

Si se toma $n = 0$ y k variable, se obtiene el orden de los armónicos característicos de una configuración dada del conversor P1. Cuando k es constante y $n \neq 0$, las componentes obtenidas son bandas laterales contiguas correspondientes a las frecuencias características del inversor P2. Así, cada característica armónica, por ejemplo para un puente de seis pulsos ($p_1 = 6$), del orden $n_1 = 1, 5, 7, \dots$ tendrá sus bandas laterales propias.

La primera pareja de interarmónicos que se generan en las inmediaciones de la componente armónica fundamental, o sea con frecuencias $f_1 \pm p_2 f_2$, es la que tiene la amplitud más grande. La inductancia, o bien la capacidad del circuito intermedio de filtrado, influye bastante en el valor total de interarmónicos. En el lado de la red eléctrica de suministro los armónicos del rectificador P1 son los predominantes y los del inversor P2 forman bandas laterales alrededor de éstos, y viceversa en el lado de la salida del inversor.

El cálculo numérico de las magnitudes de los interarmónicos y armónicos presentes en la intensidad de suministro precisa del análisis exacto de un variador de frecuencia concreto incluyendo la carga, o la información procedente del fabricante que suele ser escasa en este sentido. Además, los convertidores de alta potencia suelen usar un rectificador de entrada activo y controlado que trabaja con una frecuencia de conmutación no múltiplo entero de la frecuencia de la red de suministro. Esta frecuencia puede ser variable o constante, en función del diseño de la regulación del convertidor. Los convertidores de frecuencia con entrada a su

inversor en modo fuente de tensión y con un rectificador de entrada modulado PWM emiten componentes de corriente de la frecuencia de conmutación de sus dispositivos semiconductores y sus armónicos que no están sincronizadas con la frecuencia de línea. Normalmente están en el intervalo de varios cientos de hertzios a varias decenas de kHz. Todo ello complica aún más el contenido armónico de las señales.

En el caso de un variador de frecuencia compuesto por un rectificador no controlado de seis pulsos, como el de la figura 4.8, en el lado del filtro de continua aparecerán los armónicos sexto, duodécimo, etc. mezclados con la tensión continua, aunque no constante, de dicho filtro, por influencia de dicho rectificador. Además, si las tensiones trifásicas de suministro no están equilibradas, aparecerá un segundo armónico de tensión. Y si la carga a la salida del inversor tampoco está equilibrada (como por ejemplo ocurre con algunos UPS) también se generará un segundo armónico en la corriente del filtro que incrementará este mismo componente en la tensión continua [RAS11, p.p. 383-384]. Todos estos armónicos, presentes en el filtro de continua a la entrada del inversor, pueden influir en la salida modulada de dicho convertidor, que es a fin de cuentas la que excita los motores de inducción controlados por el variador de frecuencia que interesa de cara a la realización de esta tesis. Para corregir los efectos de no tener una tensión perfectamente continua a la entrada del inversor, debido tanto a desequilibrios en la carga como a la entrada del variador, se verán más adelante algunas técnicas de modulación basadas en controles en lazo cerrado que solucionan este problema.

En [ROS05] se describen los principales armónicos e interarmónicos que aparecen en los ASD de doble etapa, en el lado de la red de suministro (sistema P1), en el lado del filtro de continua, y también en el lado de la salida (sistema P2), tanto para VSI, como para LCI (*Line commutated inverter*). Se analiza el caso concreto de un variador formado por un rectificador trifásico no controlado ($p1 = 6$) y por un VSI con modulación PWM senoidal síncrona (modulación en la que el índice de modulación de frecuencia m_f , o relación entre la frecuencia portadora f_c y la frecuencia de salida f_2 , es entero), en el que se tienen en la salida del inversor:

- Frecuencias armónicas generadas por el inversor: $f_{hout} = (m_f \cdot p \pm q) \cdot f_2$ (4.16)

- Frecuencias interarmónicas producidas por los armónicos del rectificador en el filtro de continua (f_{hdc}^1 , ver ecuación (4.14)) modulados por el inversor que atraviesan:

$$f_{ihout} = f_{hout} \pm f_{hdc}^1 = (m_f \cdot p \pm q) \cdot f_2 \pm p1 k f1 = (p f_c \pm q \cdot f_2) \pm p1 k f1 \quad (4.17)$$

Con $k = 0, 1, 2, \dots$ y con p y q con los posibles valores descritos en la tabla 4.2.

Tabla 4.2 Valores de parámetros p y q para diferentes elecciones del índice m_f

m_f	impar		Par	
	p	q	p	q
	enteros	enteros	enteros	:
	pares	impares	pares	enteros
	enteros	enteros	enteros	:
	impares	pares	impares	

Para otro tipo de modulación diferente a la PWM senoidal síncrona habría que sustituir la expresión f_{hout} de los armónicos generados por el inversor por la que correspondiera, pero se mantendría la intermodulación con los armónicos procedentes del rectificador, aunque a la salida del inversor, suponiendo bien dimensionado el filtro de continua, predominarían más los armónicos generados por dicho inversor. Éstos estarían situados alrededor de múltiplos de la frecuencia de conmutación ($p \cdot f_c$) formando bandas separadas de éstas cantidades enteras de la fundamental ($p \cdot f_c \pm q \cdot f_2$).

A todos estos armónicos, e interarmónicos procedentes de la intermodulación entre ambos convertidores, (y las posibles influencias de la red de suministro, si ésta no fuera ideal) hay que añadir las intermodulaciones de todos ellos a su vez con los armónicos generados por el motor de inducción y sus posibles averías, ya comentados en el apartado 4.1.

4.2.3.- Contenido armónico del voltaje en la salida.

En los variadores para bajas y medias potencias, formados por rectificador no controlado e inversor en fuente de tensión (VSI, con modulación por onda cuadrada, de seis escalones o bien por PWM), la mayor aportación armónica hacia el lado de la salida del convertidor la realiza el inversor. Este estudio y caracterización de variadores está enfocado hacia su salida, excitando motores de inducción de jaula de ardilla. Es por tanto de interés centrarse en los armónicos generados por el inversor, que afectarán, como se verá a continuación, tanto a la parte baja como a la parte alta del espectro, siendo los del rectificador de menor amplitud, suponiendo bien dimensionada la capacidad del filtro, y afectando sobre todo a la zona baja de frecuencias. A continuación el estudio se centrará pues en el inversor, su funcionamiento básico, tipos de modulación y contenido armónico por él generado.

4.2.3.1.- Funcionamiento de un inversor en fuente de tensión.

En la figura 4.9 se muestra el esquema de un inversor en fuente de tensión de 2 niveles (sin el rectificador de la sección anterior). La etapa de salida, a la que se conectará la carga constituida por el motor asíncrono, está formada por 3 ramas, con dos interruptores o polos de potencia, (formados generalmente, para inversores de baja potencia, por IGBTs y sus correspondientes diodos de libre circulación en paralelo), por cada una de las ramas del inversor. Cada una de las tres fases de la carga trifásica se une al punto medio que le corresponda de las tres ramas de la etapa de salida.

Existen distintas maneras de crear de forma coordinada las señales de control de los interruptores IGBT, para así constituir un sistema trifásico equilibrado de tensiones con una frecuencia determinada. El método más usado es el llamado PWM sinusoidal. Las señales de mando de los IGBTs se conforman como pulsos cuya anchura varía en función de la comparación entre una onda moduladora (habitualmente de tipo senoidal) con una onda portadora (habitualmente de tipo triangular). Se genera una señal moduladora por cada fase, de modo que para sistemas trifásicos son tres las señales moduladoras, desfasadas 120°.

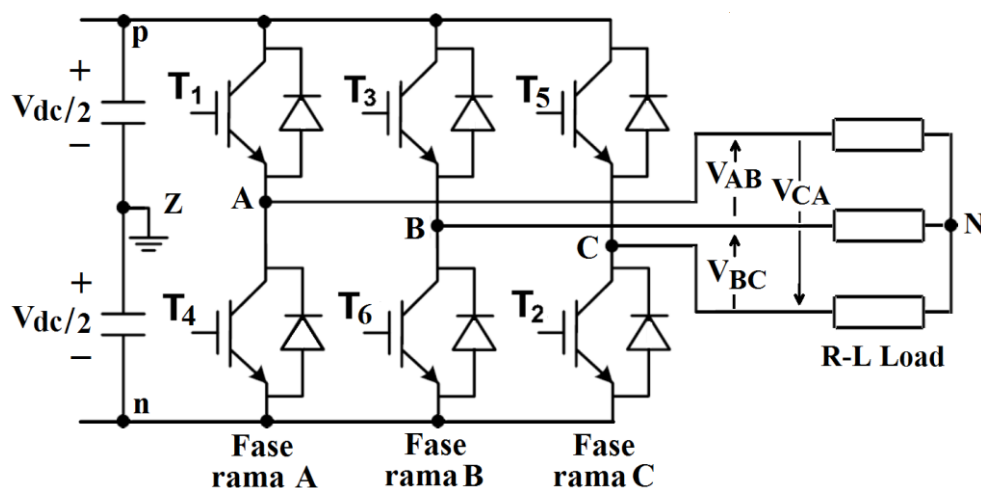


Figura 4.9 Inversor trifásico de dos niveles. Esquema de potencia con carga en estrella.

Con objeto de gobernar la forma de generar la tensión pretendida son definidos los índices de modulación de frecuencia mf , y de amplitud ma , como la relación entre las frecuencias y las amplitudes de la onda modularora y portadora:

- índice de modulación de frecuencia: $mf = fc / fm$

- índice de modulación de amplitud: $ma = Vm / Vc$

donde Vm y Vc son las amplitudes de las señales modularora y portadora, respectivamente, y fm y fc sus frecuencias. La frecuencia y la amplitud de la modularora están relacionadas con las mismas magnitudes de la tensión de salida que se desea obtener, y la amplitud de la portadora con el valor del bus de continua Vdc , que representa el nivel máximo que podría lograrse en la salida si el índice de modulación fuera $ma = 1$. Habitualmente se controla la frecuencia y la amplitud de la onda modularora, manteniéndose constantes estos valores en la onda portadora.

En la figura 4.10 se indican las formas de onda implicadas en la producción de los pulsos de control de los IGBTs, mediante modulación PWM, para un inversor en fuente de tensión trifásico de 2 niveles. La onda portadora triangular y las 3 señales modularoras senoidales a 120° que corresponden a cada una de las tres fases, se indican en la parte alta de la figura. Los pulsos de control de los IGBTs se calculan mediante la comparación de cada una de las señales modularoras con la señal portadora. Por ejemplo, si se consideran los IGBTs $T1$ y $T4$ de la rama A de la figura 4.9, cuando el voltaje de la señal portadora triangular es inferior al voltaje de la señal modularora de la fase A, el IGBT $T1$ (en la parte alta de la rama A) se cierra (pasando a estado *ON*) permitiendo la circulación de la intensidad que demande la carga en ese momento. El IGBT $T4$ (en la parte baja de la rama A) complementa al anterior: cuando el de arriba $T1$ esté en *ON*, el de abajo $T4$ estará en *OFF* y viceversa, (excepto durante los llamados *tiempos muertos* o retardos durante los cuales se fuerza el apagado de ambos interruptores para evitar la conducción simultánea de ambos en las transiciones). El índice de modulación de frecuencia mf coincide con el número de veces que interseca la portadora con la modularora en un ciclo, indicando así el número de pulsos de cada tensión generada por cada ciclo de la frecuencia fundamental (9 pulsos en el ejemplo de la figura 4.10) [WUB17]. Si la frecuencia de la modularora o fundamental fuese de 50 Hz, entonces se tendría una

portadora de $f_c = 9 \times 50 \text{ Hz} = 450 \text{ Hz}$, que es también la frecuencia de conmutación de los semiconductores. Esto es así en convertidores de dos niveles, con modulación PWM síncrona (portadora y moduladora sincronizadas, con m_f entero). El índice de modulación de amplitud m_a coincide con la relación del valor de pico de la moduladora entre el correspondiente máximo de la portadora (0,9 en el ejemplo de la figura 4.10).

Las tensiones de cada rama o fase medidas con relación al punto intermedio del bus de continua, Z , son de 2 niveles, mientras que sus diferencias o tensiones fase-fase o de línea son de 3 niveles. Este punto medio Z de continua no siempre es accesible en los convertidores. La forma de conectar el motor o carga en semi-puente permite 2 variantes: unir los puntos intermedios N de alterna y Z o continua, o bien mantenerlos aislados (con el neutro en estado flotante). Si se unen los puntos intermedios se obtienen 2 niveles de voltaje de salida por cada fase en la carga: $+V_{dc}/2$, $-V_{dc}/2$. Con el neutro flotante se consiguen cinco niveles: $-2/3V_{dc}$, $-1/3V_{dc}$, 0 , $+1/3V_{dc}$, $+2/3V_{dc}$, fruto del voltaje V_{NZ} que existe entre estos puntos intermedios. La conexión en puente ofrece 3 niveles de voltaje de salida de línea (fase-fase) en la carga: $+V_{dc}$, 0 , $-V_{dc}$ [RAS11, p. 375] [SHE95, p.p. 494-495].

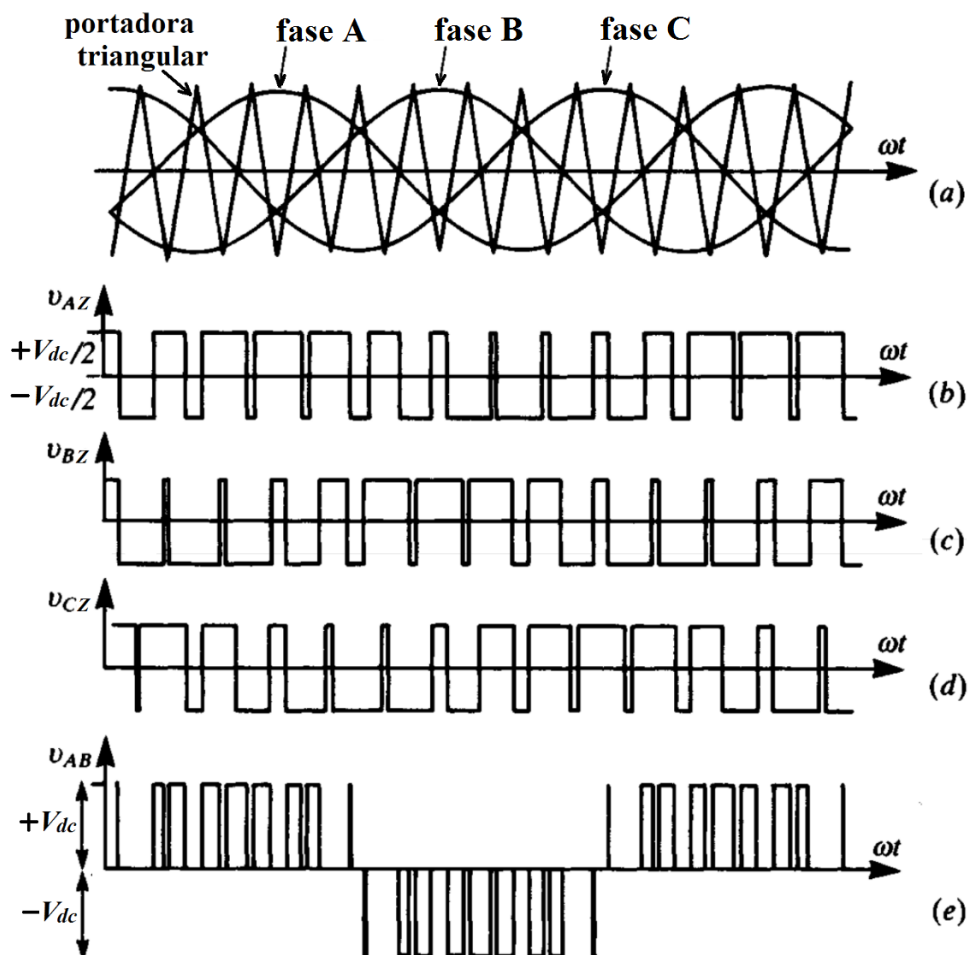


Figura 4.10 Formas de onda de tensión de un inversor en fuente de tensión trifásico con modulación PWM seno-triangular y muestreo natural, y con $m_f = 9$, $m_a = 0,9$: a) voltajes de referencia y portadora, (b), (c), (d) voltajes de fase, (e) tensión de línea, $V_{AB} = V_{AZ} - V_{BZ}$ [SHE95].

La conexión en estrella es también llamada conexión en semipunto de la carga, siendo la conexión en triángulo denominada también en puente. Cuando la carga se conecta sin unir su neutro con la toma media de batería, por ser en estrella con neutro flotante o en triángulo, una variación de voltaje en una de las ramas o semipuntos perturbará inevitablemente a las otras dos. Por eso en vez de estudiar cada fase individualmente es mejor desarrollar algoritmos PWM que consideren las tres intensidades y/o voltajes en su conjunto [LOR96] [REY00].

El PWM síncrono es un tipo de modulación en el que la señal portadora está en sincronía con la moduladora (por lo que el índice de modulación de frecuencia mf es entero. En la modulación PWM asíncrona la frecuencia de la señal portadora, f_c , es habitualmente constante y únicamente se modifica el índice de modulación de frecuencia, mf , cuyo valor puede no ser entero [GAR13].

En la figura 4.11 se muestra la variación en el tiempo de la corriente típica de las formas de onda de intensidad obtenidas con inversores en fuente de tensión con PWM senoidal, SPWM, aplicadas a cargas inductivas R-L, como los motores de inducción. Con esta clase de cargas, los armónicos de intensidad tienen una menor amplitud relativa comparados con los de tensión, debido al filtrado inductivo realizado por el motor. Además, como se vio al estudiar la tasa de distorsión ponderada $WTHD$, dentro del capítulo 2 de esta tesis, el motor presenta mayor impedancia para los armónicos altos por lo que las componentes de corriente de mayor frecuencia se ven más atenuadas. Pero ello no evita que las pérdidas por calentamiento debido a estos armónicos puedan ser considerables, debido al aumento de las resistencias del motor por el efecto pelicular. Los armónicos de la tensión PWM aplicada son a menudo más significativos que los de la corriente del motor. Esto tiene como resultado que las pérdidas por corrientes de Foucault e histéresis, que varían directamente con el flujo y con la frecuencia, sean a menudo mayores que las pérdidas en el cobre de los devanados.

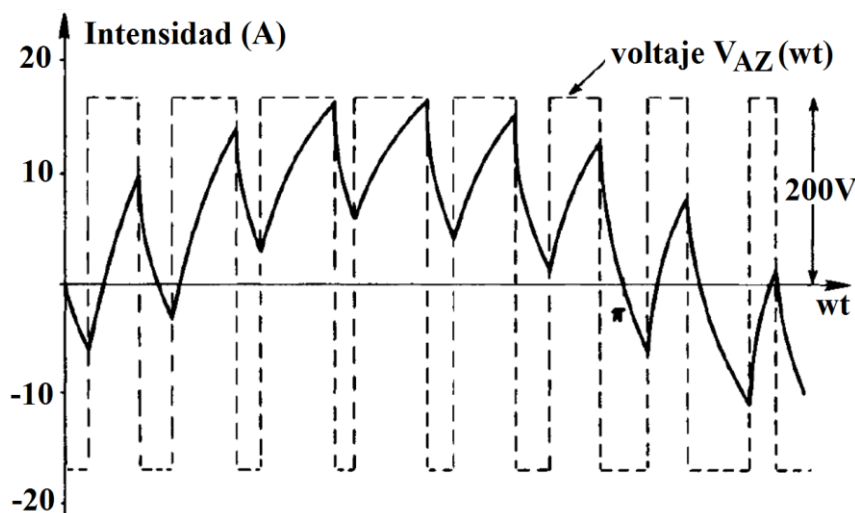


Figura 4.11 Formas de onda de corriente y tensión de fase PWM con carga serie R-L (ejemplo para 200 V de amplitud, 50 Hz, $R = 10 \Omega$ y $L = 0,01$ H) [SHE95].

La figura 4.12 muestra la tensión de línea V_{AB} , de fase respecto al neutro flotante de la carga V_{AN} y la corriente de línea de una de las fases i_A . Obsérvense los 5 niveles de tensión en la señal V_{AN} , debido a no tener unidos el neutro de la carga con la toma media de V_{dc} .

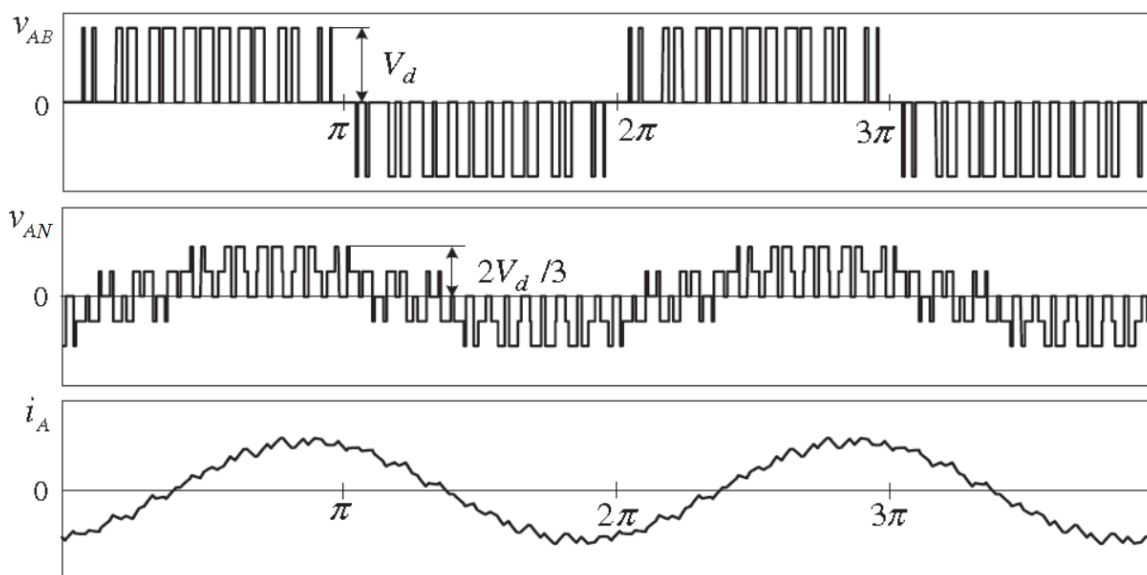


Figura 4.12 Formas de onda para VSI de 2 niveles, con $m_a = 0.8$, $mf = 15$ [WUB17].

4.2.3.2.- Principales tipos de modulación y contenido armónico relacionado.

Las técnicas de modulación controlan la conmutación del convertidor para tener la salida de baja frecuencia requerida. Sin embargo, la señal de salida generada contiene algunos armónicos no deseados debido a la habitual alta frecuencia de conmutación del convertidor. Estos armónicos suelen estar relacionados con efectos negativos, incluyendo pérdidas adicionales del convertidor y del motor, degradación de calidad de la señal, interferencia electromagnética o ruido acústico y vibraciones adicionales. En general, el rendimiento del sistema se deteriora.

Por tanto, la estrategia de modulación también tiene que gestionar la conmutación del convertidor para satisfacer algunas restricciones o satisfacer requisitos funcionales adicionales, tales como la disminución del contenido armónico, minimización de las pérdidas de potencia, reducción del ruido, facilidad de implementación, etc. Estas características tienen más o menos peso dependiendo de la aplicación, y deben tenerse en cuenta para el diseño o la selección de la estrategia de modulación [AGU12] [LEO16].

Tipos de modulación.

La estrategia de modulación más común para cada una de las 3 ramas o fases de un inversor trifásico, de dos niveles de tensión, es la técnica PWM mediante la comparación seno-triángulo de una forma de onda de referencia fundamental de baja frecuencia (sinusoidal) con una forma de onda portadora triangular de alta frecuencia. Cada rama o fase conmuta al extremo positivo o al negativo de la alimentación $\pm V_{dc}/2$ de entrada al inversor, dependiendo de si la forma de onda de referencia o moduladora es, respectivamente, mayor o menor que la forma de onda portadora, como ya se vio en el anterior apartado. Se ha

propuesto una amplia variedad de estrategias de modulación basadas en este principio, cuyas variantes pueden clasificarse de una forma amplia de acuerdo con los siguientes conceptos [HOL01]:

- Tipo de modulación: PWM normal, modulación vectorial por ancho de pulso o SVM, PWM optimizado (eliminando parte o reduciendo todo el contenido armónico),...
- Forma de onda de la señal portadora: triangular, diente de sierra, trapezoidal.
- Frecuencia de la onda portadora: asíncrona, síncrona, *random* o aleatoria.
- Según el tipo de muestreo o forma de considerar el punto en que intersectan las señales portadora y moduladora: muestreo natural, regular simétrico y asimétrico.
- Desplazamiento, offset o continua que se añade a la referencia fundamental, es decir, ninguna, 1/6 o 1/4; tercer armónico, un offset para centrar la salida conmutada en el intervalo de la portadora (también conocida como modulación vectorial espacial), o un offset para fijar una de las fases de salida a uno de los dos valores de V_{dc} durante una parte del ciclo de la frecuencia fundamental (conmutación discontinua).
- Según el valor del índice de modulación de amplitud m_a sea menor que la unidad, mayor (sobremodulación), o siga aumentando hasta llegar a generar onda cuadrada.
- Según las modulaciones PWM sean en lazo abierto (con o sin portadora), semiabierto (bien discontinua o bien con doble portadora) o lazo cerrado (bien usando métodos óptimos o bien con métodos no óptimos).

La figura 4.13 muestra una primera clasificación que agrupa las técnicas de modulación dependiendo del tipo de modulación, de la frecuencia portadora y del método de muestreo.

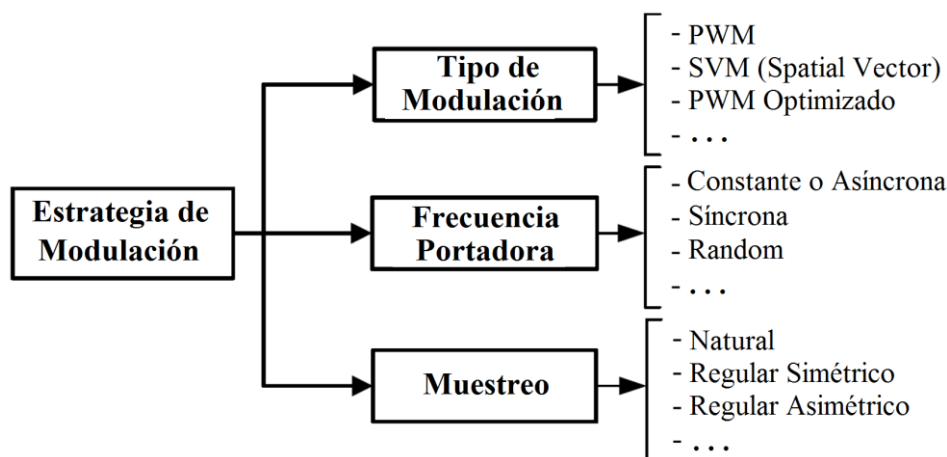


Figura 4.13 Clasificación de las estrategias de modulación [AGU12].

En la figura 4.14 se muestra otra clasificación, más específica, con sólo las técnicas de modulación basadas en PWM con onda portadora triangular simétrica, que son las más comúnmente utilizadas y dentro de las cuales están las que usan moduladora sinusoidal, de las que se hablará con más detalle en este capítulo.

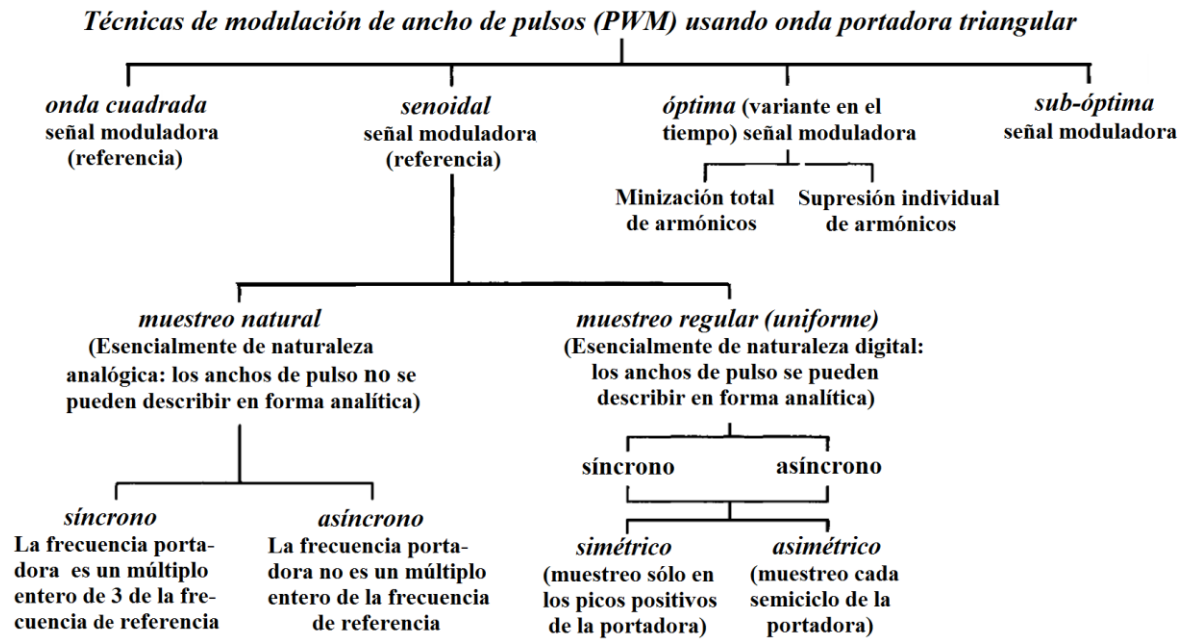


Figura 4.14 Técnicas de modulación PWM usando onda portadora triangular simétrica. [SHE95, p. 540]

Entre estos esquemas PWM hay dos grandes grupos: modulación PWM continua (CPWM) y método de modulación discontinua PWM (DPWM). La modulación CPWM implica que en cada ciclo de la señal portadora intersectan la señal modulada y la portadora generando una conmutación en cada rama del inversor. Las estrategias de modulación continua CPWM más comunes son el PWM sinusoidal o convencional (SPWM), SVPWM (*Spatial Vector PWM*), THIPWM_{1/6} y THIPWM_{1/4}. (*Third Harmonic Injection PWM* o THIPWM).

Por el contrario, en las estrategias PWM discontinuas (DPWM) en cada ciclo de la portadora hay al menos una fase del inversor fijada al bus de tensión continua, bien a su valor positivo o negativo, permaneciendo de ese modo su valor constante durante dicho ciclo de portadora; y reduciéndose de esta manera las pérdidas por conmutación. La fase se mantiene durante 120° y se pueden identificar secuencias diferentes dependiendo de la distribución de los intervalos fijados: DPWM_{MAX}, DPWM_{MIN}, DPWM₀, DPWM₁, DPWM₂ y DPWM₃.

Todos estos esquemas de modulación están bien descritos en [HOL03], de los cuales se verán más adelante y con más detalle los de conducción continua. Las correspondientes referencias de voltaje y señales inyectadas se muestran en la figura 4.15.

Otro tipo de modulación es la vectorial espacial SV-PWM, que permite optimizar el uso de la tensión disponible de entrada al inversor, con una tensión de salida máxima hasta un 15% superior a la obtenida utilizando PWM sinusoidal, (es decir, sin sobremodulación). Para conseguir esto, la estrategia de control tiene en cuenta el convertidor en su conjunto, en lugar de controlar individualmente los semipuentes independientes, como se podría esperar dada la construcción modular de un inversor trifásico de tres puentes. Por tanto, los enfoques basados en modulación vectorial y por intersección entre moduladora y portadora senoidal-triangular, pueden considerarse complementarios para comprender el funcionamiento de un inversor para un control dado [PAT15b]. De este tipo de modulación se hablará con mayor profundidad más adelante dentro de este mismo capítulo.

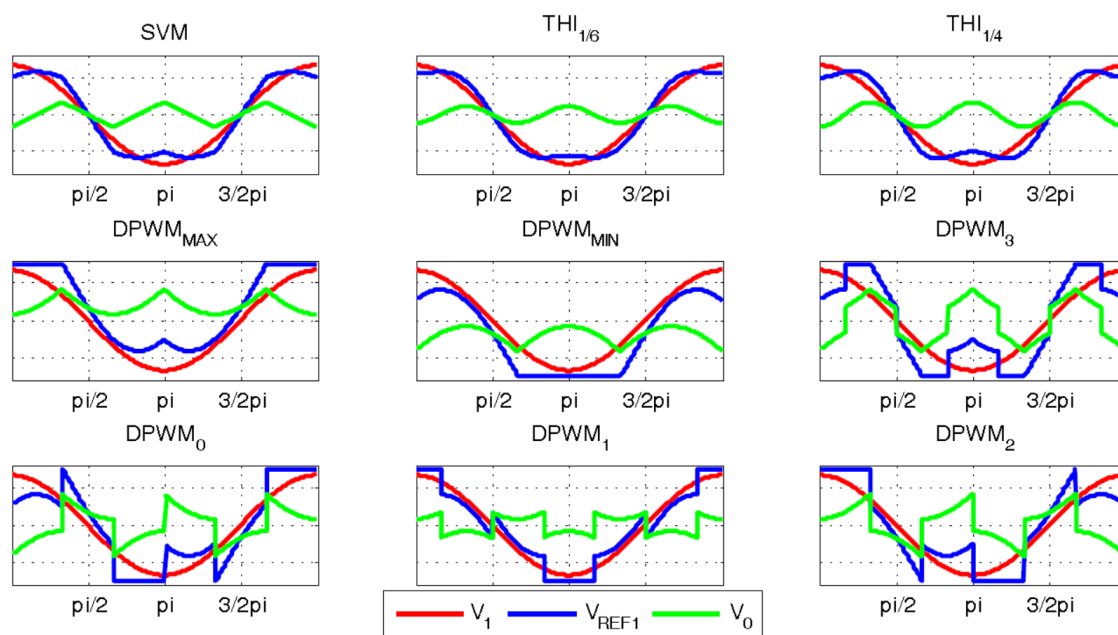


Figura 4.15 Tensión inyectada (V_o) y referencias de tensión de una fase ($V_{REF} = V_1 + V_o$) para los diferentes esquemas de modulación continua y discontinua [AGU12].

Ya se vio que si el índice de modulación de frecuencia mf es un número entero, como en la figura 4.10, entonces se tiene modulación síncrona. En ese caso, la señal triangular y la sinusoidal de control se pueden sincronizar. Si además mf es un entero impar, entonces la forma de onda modulada presenta simetría de media onda (es decir, los semiciclos positivos y negativos son simétricos) y por ello no hay armónicos de orden par (en la tensión de cada rama del inversor o tensión de fase a neutro). Además de este modo se suprimirían los múltiplos pares de la portadora.

Para mantener un sistema trifásico equilibrado, mf debe ser además un múltiplo impar de 3, provocando de este modo la desaparición de los armónicos múltiplos de 3, además de los de orden par, de la tensión entre fases; y pudiendo así también usar una sola portadora [SHE95] [ALV06]. La frecuencia portadora sería entonces también múltiplo de 3 de la frecuencia moduladora, de manera que además la forma de onda modulada de salida no contendría la frecuencia portadora ni sus múltiplos, aunque sí sus bandas laterales, como se verá a continuación al hablar del contenido armónico relacionado con cada modulación.

En la modulación asíncrona, el ángulo de fase entre las ondas de referencia y la portadora no es constante. Por ello la forma de los pulsos no se repite idénticamente de un ciclo a otro. Esto introduce subarmónicos de la frecuencia de la onda de referencia que originan pares de baja frecuencia y pulsaciones de velocidad conocidas como frecuencias de batimiento. Cuando mf es elevado, las componentes subarmónicas tienen amplitud despreciable y, por lo tanto, también lo serán las variaciones de par y velocidad, pero esto no es así para los valores pequeños de mf , por lo que en estos casos debe utilizarse modulación síncrona y debe preferirse que mf sea un múltiplo impar de tres [HOL01]. Los convertidores de media y gran potencia usan índices mf bajos (habitualmente entre 9 y 21) para minimizar las pérdidas por conmutación, y por ello tienden a usar modulación síncrona. La razón del límite inferior es

porque por debajo del valor 9 las amplitudes de los armónicos son independientes de m_f , lo que no interesa para el control del convertidor de frecuencia [ALV06]. Sin embargo, los variadores de baja potencia, como los usados en esta tesis, pueden usar frecuencias de conmutación altas y constantes, y por ello habitualmente la modulación resultante será asíncrona.

Luego cuando el inversor esté trabajando con modulaciones PWM, para minimizar el efecto de los armónicos sobre las características del motor, la relación m_f de frecuencias debe tomarse tan grande como sea posible, siempre teniendo en cuenta las restricciones en cuanto a la frecuencia de conmutación de los semiconductores y sus consecuentes pérdidas [ALV06]. Cuando el índice de modulación de frecuencia m_f adopta valores grandes, la frecuencia de los armónicos es elevada comparada con la frecuencia fundamental y la propia inductancia en serie del motor actúa como filtro, las pulsaciones del par se eliminan provocando una rotación suave, y la corriente suministrada se aproxima a la senoidal [SHE95].

Contenido armónico relacionado.

Las técnicas de modulación generan un espectro de señal de salida que comprende la frecuencia fundamental y los armónicos. El problema principal para llevar a cabo un análisis del contenido armónico es tener en cuenta las dos variables temporales: el período fundamental T_1 (señal moduladora) y el período de la portadora T_C (señal portadora).

Uno de los métodos más conocidos de análisis de este contenido armónico se basa en la transformación por la doble integral de Fourier. La descomposición de Fourier obtenida a partir de este enfoque agrupa el contenido de la frecuencia en 4 términos (ver ecuación (4.18)): una componente continua u *offset* ($p = 0, q = 0$), el fundamental ($p = 0, q = 1$) y resto de armónicos de banda base ($p = 0, q > 0$), armónicos de la portadora ($p > 0, q = 0$) y los armónicos de las bandas laterales a la portadora ($p > 0, q > 0$) [AGU12]:

$$\begin{aligned}
 f(\omega_C t + \theta_C, \omega_I t + \theta_I) &= \underbrace{\frac{A_{00}}{2}}_{dc \text{ offset}} + \underbrace{\sum_{q=1}^{\infty} [A_{0q} \cos(q(\omega_I t + \theta_I)) + B_{0q} \sin(q(\omega_I t + \theta_I))]}_{\text{armónicos fundamental } f_1 \text{ y de banda base}} \\
 &+ \sum_{p=1}^{\infty} [A_{p0} \cos(p(\omega_C t + \theta_C)) + B_{p0} \sin(p(\omega_C t + \theta_C))] \Rightarrow \text{Múltiplos de la portadora } f_C \\
 &+ \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{q=1}^{\infty} \left[\begin{array}{l} A_{pq} \cos(p(\omega_C t + \theta_C) + q(\omega_I t + \theta_I)) \\ + B_{pq} \sin(p(\omega_C t + \theta_C) + q(\omega_I t + \theta_I)) \end{array} \right] \Rightarrow \text{Bandas laterales a múltiplos de } f_C
 \end{aligned}
 \tag{4.18}$$

donde p y q son enteros y representan los índices de la portadora y de la señal fundamental o moduladora, respectivamente. Asimismo, los subíndices C y I se refieren a las frecuencias angulares ω y desfases θ de la portadora y del fundamental, respectivamente.

El cálculo de los coeficientes A y B correspondientes depende de la estrategia de modulación: de la señal moduladora, del tipo de señal portadora (triangular, diente de sierra, etc.), de la frecuencia portadora (asíncrona o constante, síncrona,...) y del método de muestreo (natural, simétrico, asimétrico, etc.).

En el caso concreto de la tensión obtenida en un inversor VSI de 2 niveles, con modulación PWM senoidal con muestreo natural, conducción continua y sin sobremodulación ($m_a < 1$), los armónicos presentes pueden distinguirse entre los de la parte baja del espectro y los de la parte alta, formados estos últimos por múltiplos de la frecuencia f_c portadora utilizada en la modulación y también por unas bandas laterales centradas sobre ellos, a frecuencias f_b :

$$fk = pfc \quad ; \quad \text{con } p = 1, 2, 3, \dots \quad (4.19)$$

$$fb = pfc \pm q \cdot f1 \quad ; \quad \text{con } p + q = 1, 3, 5, 7, \dots \quad (4.20)$$

Según estas últimas expresiones, las bandas laterales superior e inferior de la frecuencia portadora y sus múltiplos impares son de igual amplitud y están desplazadas múltiplos pares de la frecuencia fundamental f_F o moduladora de referencia $f1$ (como por ejemplo $f_c \pm 2f1$, $f_c \pm 4f1$, $f_c \pm 6f1, \dots$ o también $3f_c \pm 2f1$, $3f_c \pm 4f1$, $3f_c \pm 6f1, \dots$). Las bandas laterales alrededor de los múltiplos pares de la frecuencia portadora f_c están desplazadas múltiplos impares de la frecuencia moduladora (por ejemplo $2f_c \pm 1f1$, $2f_c \pm 3f1$, $2f_c \pm 5f1, \dots$ $4f_c \pm 1f1$, $4f_c \pm 3f1$, $4f_c \pm 5f1, \dots$). Las magnitudes de las bandas laterales de los armónicos decrecen rápidamente cuando se incrementa la distancia al centro de la banda. Además, la anchura de la banda se incrementa cuando lo hace el índice de modulación m_a (relación entre las amplitudes de las señales moduladora y portadora). Todo esto es para la tensión entre fase y toma intermedia de la batería (o tensión de fase, en cada una de las tres ramas por separado del inversor trifásico).

Para las tensiones fase-fase además se anulan los múltiplos exactos de f_c (como f_c , $2f_c$, $3f_c$, etc.) y también las bandas laterales separadas de las frecuencias portadoras distancias múltiplos de tres veces la frecuencia fundamental, es decir, ahora se puede tener $f_c \pm 2f1$, $f_c \pm 4f1$ pero no $f_c \pm 6f1$; ó bien $2f_c \pm 1f1$, $2f_c \pm 5f1$ pero no $2f_c \pm 3f1$ [RAS11]. Estas bandas laterales de portadora pueden apreciarse en las figuras 4.16 y 4.17. Aunque esta última figura muestra un espectro de intensidad de salida usando modulación vectorial, se observa que también puede comportarse de un modo similar. Si además se elige un índice m_f impar y múltiplo de 3 se anulan los armónicos pares y también los múltiplos de 3 en la parte baja del espectro o banda base, si la modulación es síncrona; aunque si es asíncrona se eligen valores altos de m_f para que así se reduzca la amplitud de los subarmónicos y otros armónicos bajos que pudieran aparecer.

Los esquemas DPWM introducen discontinuidades en la fase de la conmutación y los espectros generados presentan un contenido con más armónicos: los armónicos de la portadora no se anulan y sus bandas laterales no desaparecen tan rápidamente. La figura 4.18 muestra la comparación de un espectro con modulación continua o CPWM (en el ejemplo de la figura se trata concretamente de modulación SVM) y otro discontinua o DPWM (concretamente modulación DPWM₂).

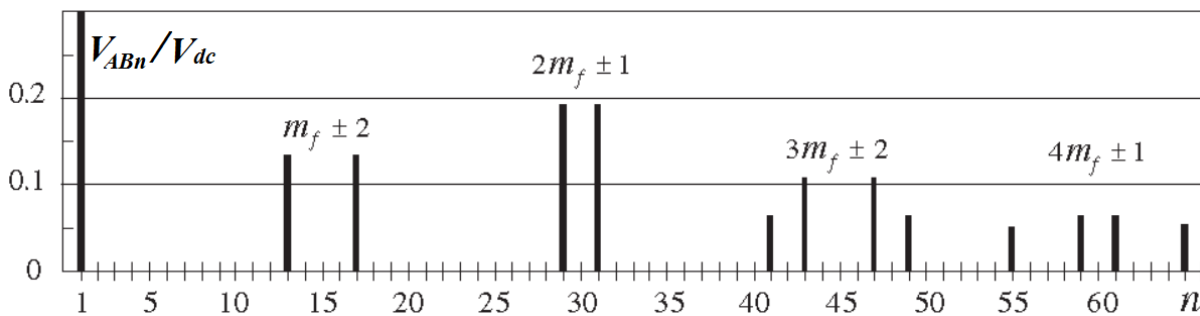


Figura 4.16 Ejemplo de espectro de tensión de línea de salida de inversor VSI de 2 niveles, con modulación PWM senoidal síncrona con $m_f = 15$, $m_a = 0,8$, como el de la figura 4.12 [WUB17].

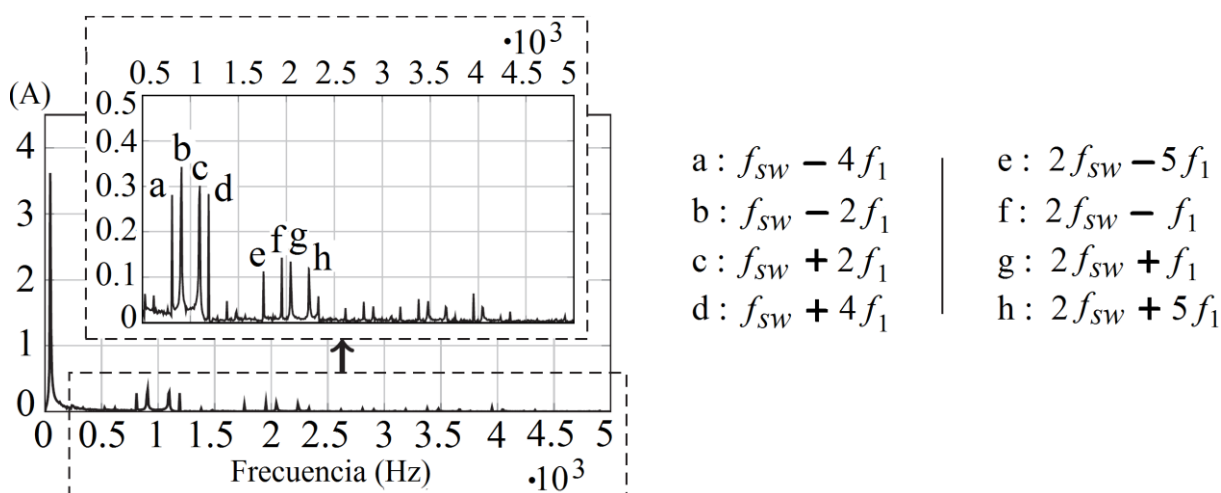


Figura 4.17 Parte alta ampliada de espectro de intensidad de salida de inversor VSI de 2 niveles, con modulación vectorial SVM, $f_c = 1$ kHz, $m_a = 0,83$ [HAR16].

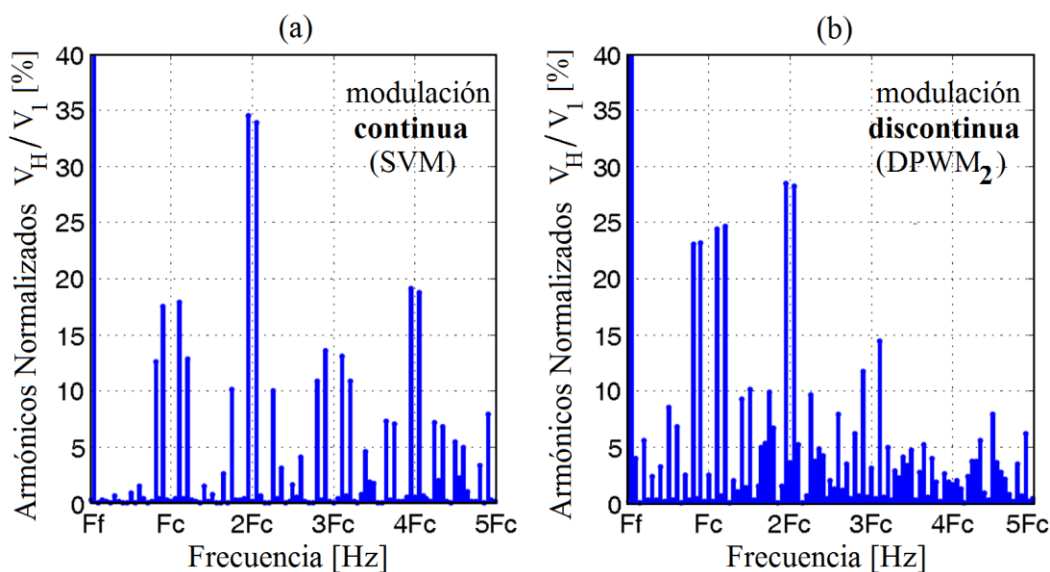


Figura 4.18 Comparación entre espectros de frecuencia: con modulación continua o CPWM (a) y discontinua o DPWM (b) [AGU12].

Cuando el índice de modulación de frecuencia f_c/f_l no es lo suficientemente grande, el primer grupo de bandas laterales alrededor de la portadora puede mezclarse con la frecuencia fundamental. Si la frecuencia de conmutación no está sincronizada, algunos de estos armónicos de banda lateral pueden ser más bajos que los fundamentales. Estos subarmónicos pueden generar pérdidas adicionales y ondulaciones de par de baja frecuencia [HOL92]. La sincronización de la frecuencia de conmutación implica que f_l/f_c sea un número entero positivo, y de esta manera el armónico de banda lateral más pequeño va a ser mayor o igual que el fundamental. Como muestra la figura 4.19, la sincronización también genera un menor contenido armónico, al cancelarse los grupos de armónicos de bandas laterales alrededor de diferentes múltiplos de la portadora, como ya hemos comentado antes.

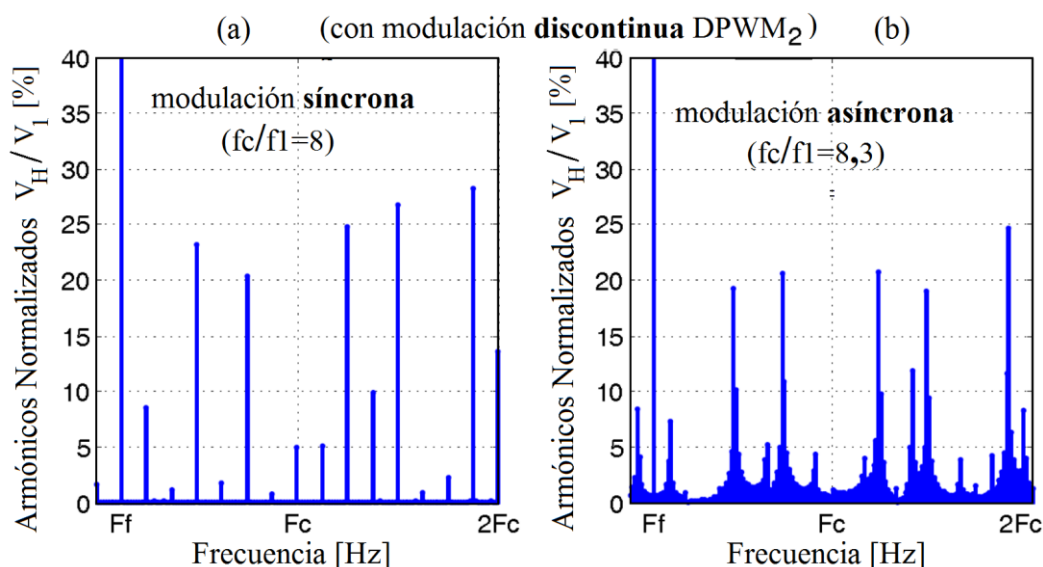


Figura 4.19 Comparación entre espectros, para modulación DPWM₂: con frecuencia portadora sincronizada (a) y constante o no sincronizada (b) [AGU12].

Los espectros generados por estos esquemas de modulación basados en PWM presentan su contenido armónico centrado alrededor de frecuencias múltiplos de la portadora. El nivel de ruido acústico máximo se produce cuando los armónicos se concentran en ciertas frecuencias [BIN15]. Por lo tanto, el hecho de tener la mayor parte de la energía alrededor de ciertas bandas de alta frecuencia, genera una sensación de ruido acústico agudo. Con una frecuencia de conmutación aleatoria o pseudoaleatoria, los armónicos de salida se dispersan, como se muestra en la figura 4.20, y con ello el ruido acústico y las vibraciones mecánicas pueden reducirse [LEE17] [HUA19] [PAR17] [PEN18] [KIM09].

Estos últimos autores [KIM09] introducen un nuevo indicador (además de los ya conocidos *THD* y *WTHD*) que proporcione información acerca del espectro armónico de los convertidores: el factor de propagación de armónicos (*Harmonic Spread Factor* o *HSF*). Este factor se puede utilizar para evaluar la calidad acústica del espectro de la señal generada. El *HSF* se define por la ecuación (4.21), donde H_o es la media de todos los J armónicos considerados, y cuantifica la dispersión del espectro: cuanto más plano es un espectro, menor es el factor *HSF*.

$$HSF = \sqrt{\frac{1}{J} \sum_{j>1}^J (h_j - H_o)^2} \quad ; \quad \text{con } H_o = \frac{1}{J} \sum_{j>1}^J h_j \quad (4.21)$$

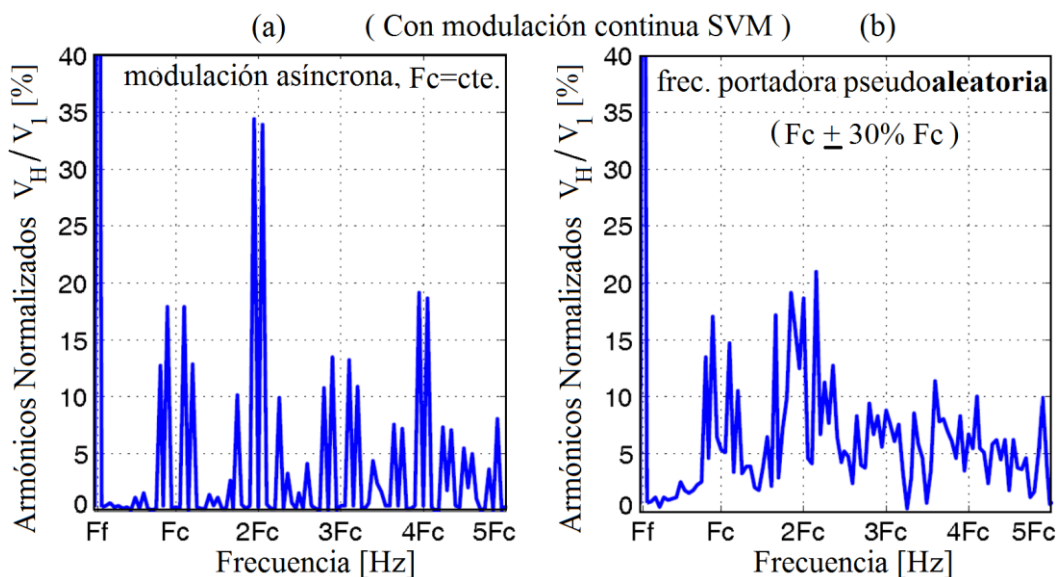


Figura 4.20 Comparación entre espectros para modulación continua SVM: con frecuencia portadora constante (a), y con portadora pseudo-aleatoria (b) [AGU12].

En el siguiente apartado se analizarán aspectos relacionados con las amplitudes de los armónicos e interarmónicos y la influencia del valor de los índices de modulación y de la frecuencia de salida del variador.

4.2.3.3.- Influencia del índice de modulación y de la frecuencia de salida en la amplitud de los armónicos e interarmónicos en la salida del variador.

En la figura 4.21 se muestran las respuestas en frecuencia de las corrientes de línea de un motor de inducción 8-HP-400V-50Hz alimentado por un inversor VSI con modulación CSVPWM (*Conventional Space Vector PWM*) y controlado por V/HZ, junto con gráficas de su evolución en función de la frecuencia de salida, relacionada con el índice de modulación [BIN15]. Como se ve en los espectros de la derecha de la figura, hay armónicos de banda lateral alrededor de los múltiplos enteros de f_c (de 5 kHz en ambos espectros). A $f_l = 20$ Hz, los armónicos de corriente de la segunda banda lateral tienen magnitudes mayores que sus homólogos de la primera banda lateral (ver figura 4.21-(c)). Por el contrario, en $f_l = 50$ Hz, los armónicos de corriente de la primera banda lateral dominan sobre los de la segunda banda lateral (ver figura 4.21-(d)). Esto se debe a que las tensiones armónicas de la primera banda lateral son mucho más altas que las tensiones armónicas de la segunda banda lateral con índices de modulación altos, con CSVPWM, y viceversa a bajos índices de modulación.

En la parte izquierda de la figura se observa que, para el convertidor estudiado, la situación cambia sobre aproximadamente unos 35 Hz en la frecuencia fundamental f_l de salida; por debajo de esta frecuencia es mayor la zona armónica alrededor del segundo múltiplo de la frecuencia de conmutación o segunda banda lateral, y viceversa para mayores valores de f_l .

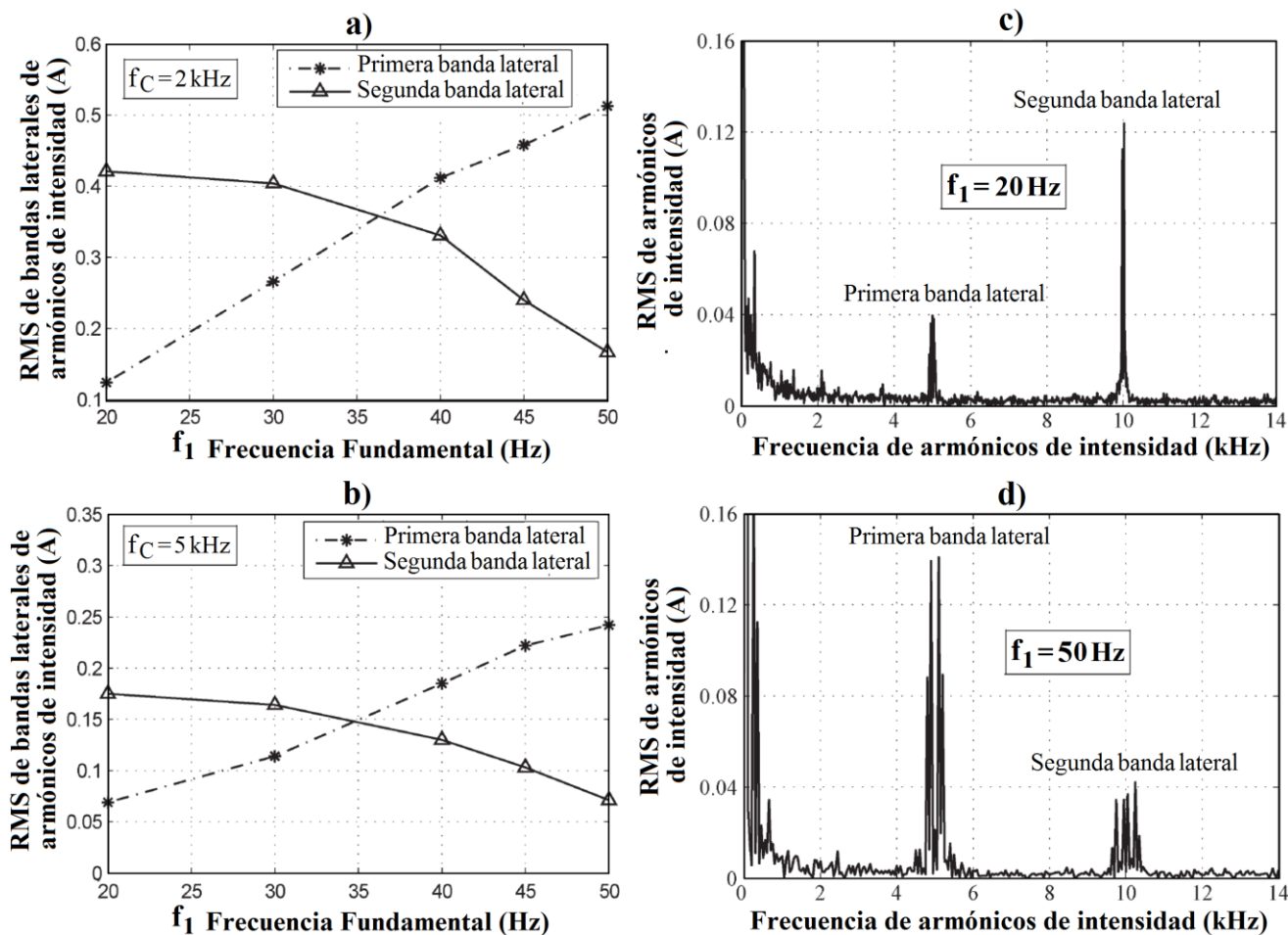


Figura 4.21 Valores eficaces de intensidades de salida en inversor VSI modulado por CSV-PWM: medidas en la primera y segunda bandas laterales para (a) $f_c = 2 \text{ kHz}$ y (b) $f_c = 5 \text{ kHz}$. Espectro de corriente para (c) $f_1 = 20 \text{ Hz}$ y (d) $f_1 = 50 \text{ Hz}$, con $f_c = 5 \text{ kHz}$ en ambos casos [BIN15].

Este estudio de la magnitud de las bandas laterales en la zona de altas frecuencias, alrededor de los múltiplos de la de conmutación, se puede analizar de forma más general en función de cómo varíe el índice de modulación de amplitud m_a , tal como se muestra en la figura 4.22, para el caso de modulación PWM senoidal [WUB17, cap. 6]. También se muestra la evolución de la tasa de distorsión armónica total THD en función del mismo índice.

Si la amplitud de la onda moduladora PWM varía linealmente con la frecuencia, entonces la relación m_a/f es constante [SHE95]. Esto significa que el índice m_a está directamente relacionado con la frecuencia de salida, para el caso de control V/Hz, (luego por ejemplo para $m_a = 1$ se tendrán los 50 Hz nominales en la frecuencia de salida del variador).

Analizando dicha figura se ve de nuevo cómo a partir de determinados valores del índice de modulación de amplitud m_a (y consecuentemente de la frecuencia de salida si el control es V/Hz) cambian los valores relativos de las bandas alrededor de los múltiplos de la portadora. Los armónicos alrededor de la segunda banda portadora $2 \cdot m_f \pm 1$ son dominantes en magnitud para valores de índices de modulación de hasta aproximadamente $m_a = 0,9$. Cuando $m_f > 9$, las amplitudes armónicas para cada valor de m_a son independientes de m_f [SHE95].

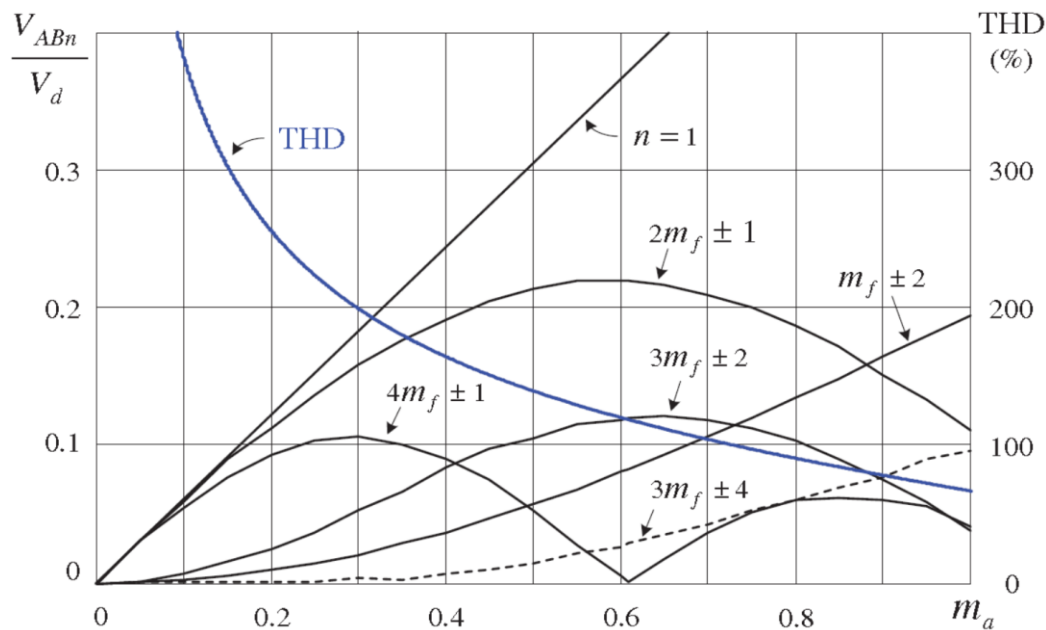


Figura 4.22 Distorsión *THD* y contenido armónico de las bandas laterales alrededor de los múltiplos de la portadora, para la tensión de línea normalizada de salida de inversor con modulación PWM senoidal natural, para $0 < m_a < 1$ y con $m_f > 9$, en función del índice de modulación de amplitud [WUB17].

Sin embargo la tasa de distorsión *THD* disminuye con el índice m_a , y es mínima al acercarse a la frecuencia nominal, o sea, cuando el índice m_a vale la unidad. Se verá a continuación cómo en realidad el contenido armónico en términos absolutos es mayor al incrementarse el índice m_a , pero en términos relativos (normalizando entre el fundamental como ocurre con la tasa *THD*) disminuye, ya que el aumento de amplitud del armónico fundamental con el índice m_a es mayor que la suma de los aumentos de los armónicos individuales que componen el numerador en la definición de la tasa *THD*. Esto podría extenderse a otras tasas de distorsión como las estudiadas en el capítulo 2 de esta tesis.

La figura 4.23 muestra la variación de algunos de los principales armónicos de intensidad de la parte baja del espectro, con la frecuencia del armónico fundamental de salida para simulaciones de medidas en el lado de la red de entrada a un variador, formado por rectificador e inversor VSI, y alimentando un motor de inducción. Se observa que estos armónicos aumentan su amplitud conforme nos acercamos a la frecuencia nominal, especialmente a partir de unos 27 Hz [GAL04a]. Este comportamiento de los armónicos principales frente a la frecuencia de salida se relaciona con la elección de la estrategia de control y con el efecto de saturación sobre la relación de amplitud que aparece una vez que la frecuencia de operación f_l alcanza valores alrededor de 27,5 Hz; cuanto mayor es el consumo de energía, mayores son las amplitudes armónicas.

Sin embargo en términos relativos, o sea, normalizando las amplitudes de las componentes de frecuencia respecto a la amplitud de la componente fundamental que, obviamente, también varía con la frecuencia de salida, en vez de entre la corriente nominal constante usada para la figura 4.23, se obtienen los resultados de la figura 4.24, lo que confirma que, como es bien sabido, la distorsión armónica relativa es mayor cuando el consumo de carga es menor [GAL04a] [XUX16a] [SOL16]. Por el contrario, la distorsión interarmónica relativa no es tan

regular ya que puede aumentar con la carga y amplificarse localmente debido a resonancias. Por ejemplo, el componente interarmónico *A* de la figura 4.24 se ve afectado por la resonancia debida a la interacción entre el filtro del *link* de continua y la impedancia de la red de suministro. En cambio, el otro componente interarmónico *B* de la figura, alcanza valores muy altos para frecuencias de salida más altas. Estos resultados se han obtenido simulando medidas en el lado de la red de suministro, pero quizás puedan extrapolarse también para la salida de los variadores, en el lado del motor.

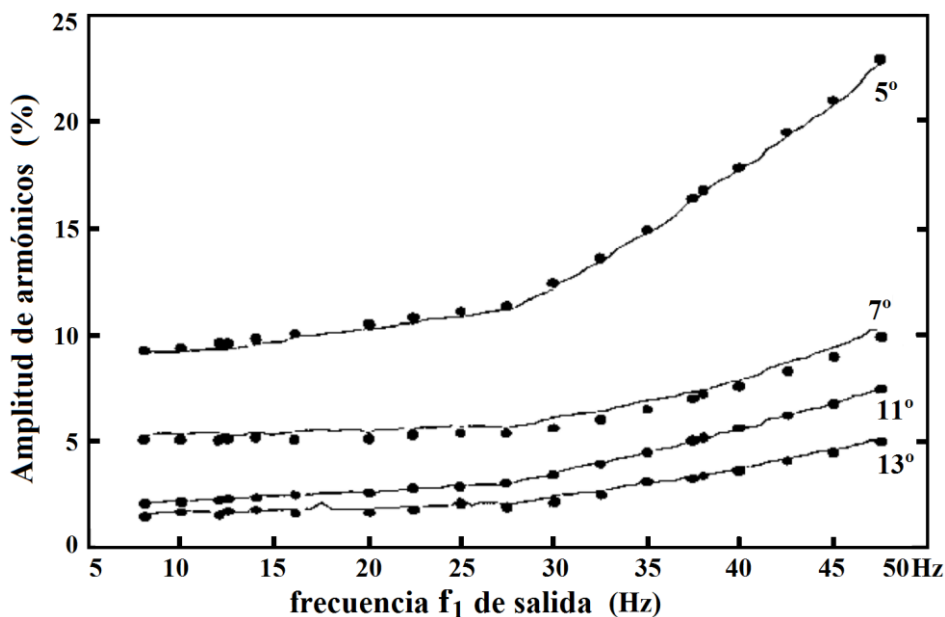


Figura 4.23 Amplitud de componentes armónicos bajos de intensidad (en % del valor nominal) en función de frecuencias de salida entre 8 y 47,5 Hz [GAL04a].

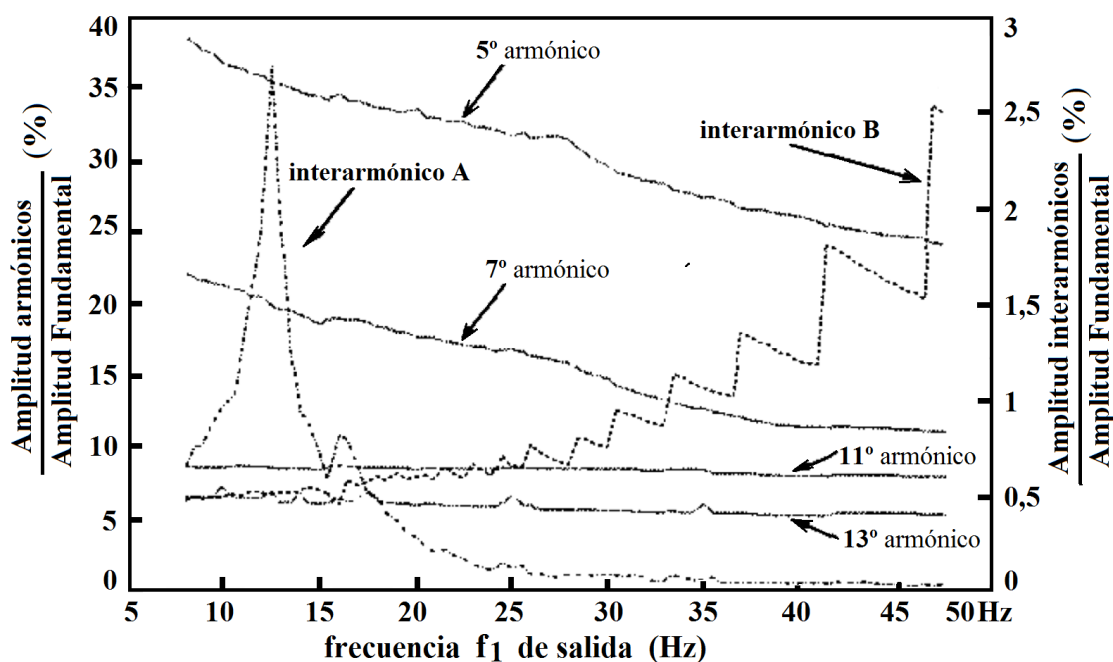


Figura 4.24 Amplitud, normalizada con el fundamental, de armónicos e interarmónicos bajos de intensidad, en función de diferentes frecuencias de salida [GAL04a].

Mientras que el conocimiento de la frecuencia puede ser suficiente para averiguar el origen de los armónicos para un sistema de conversión concreto, no ocurre lo mismo con los componentes interarmónicos. Estos componentes tienen frecuencias que varían dentro de un amplio rango, según la frecuencia de salida (véase, por ejemplo, la figura 4.25-(b)), y pueden asumir frecuencias armónicas o incluso convertirse en componentes de continua. Además, pueden superponerse en situaciones en las que dos o más componentes de diferente origen asumen el mismo valor de frecuencia. Si a esto le añadimos la presencia de condiciones de suministro no ideales, entonces se hace imposible reconocer los orígenes sin tener que usar sistemas de análisis complejos. Por ello el conocimiento del comportamiento normal del ASD en condiciones ideales nos puede ayudar a distinguir lo que se deriva del comportamiento interno de dicho variador y qué se deriva de las interacciones con el sistema externo de alimentación no ideal.

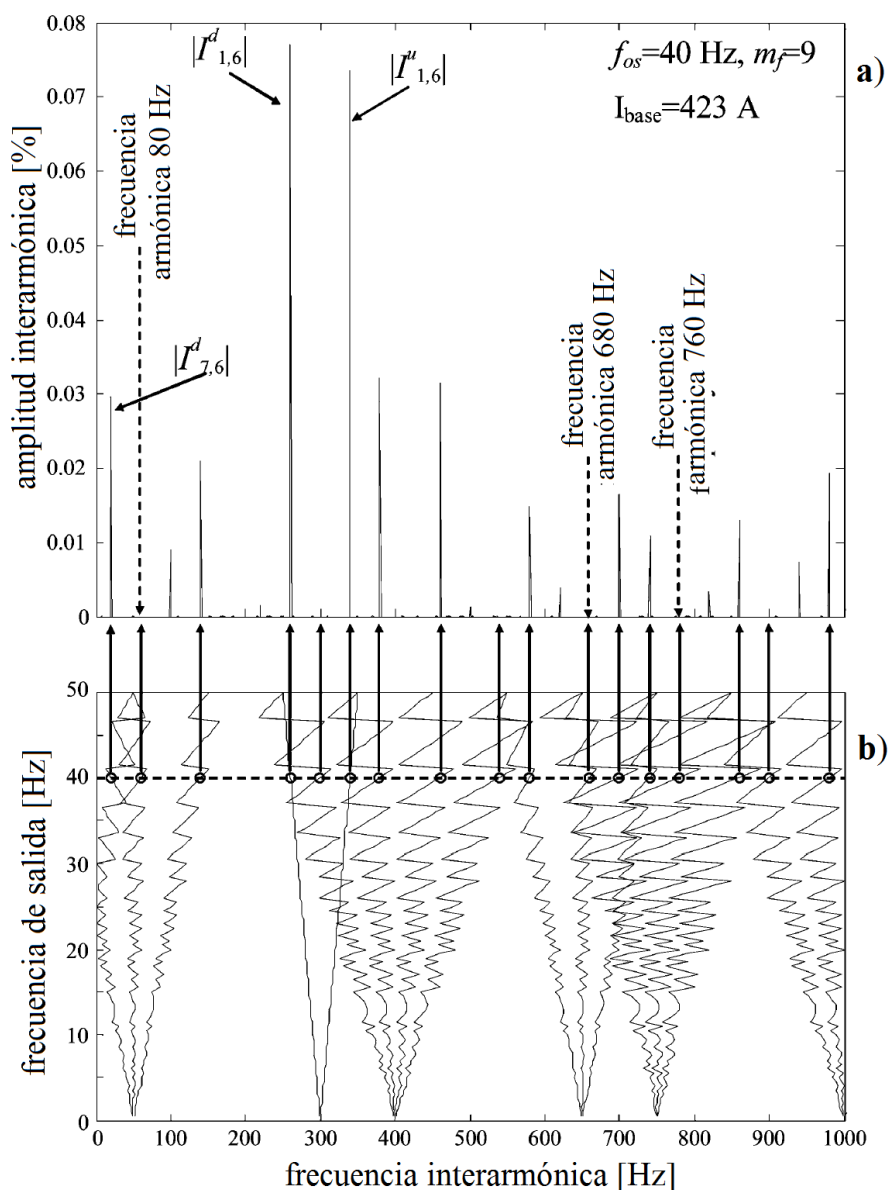


Figura 4.25 Interarmónicos de corriente de salida: a) amplitudes en % del fundamental frente a frecuencias interarmónicas (abscisas); b) frecuencias de salida (ordenadas) frente a frecuencias interarmónicas (abscisas), con frecuencia de conmutación variable de modo que se mantenga PWM síncrono [ROS05].

Así pues, no es fácil predecir analíticamente la amplitud de los interarmónicos, en el caso de accionamientos con modulación PWM [ROS05]. En la figura 4.25 se muestran simulaciones de valores de amplitudes de algunos de los posibles interarmónicos de corriente que aparecen en la salida de un variador, por efecto de la intermodulación entre los procedentes del lado del rectificador con los generados por el inversor. En la parte superior se muestran estas amplitudes para el caso concreto de una frecuencia de salida de 40 Hz. Se ha considerado siempre PWM síncrono, por lo que la frecuencia de conmutación ha sido distinta para cada frecuencia de salida, siguiendo una gráfica que puede verse en el mismo artículo. Puede observarse la dispersión de valores de los interarmónicos, sobre todo a medida que la frecuencia de salida se aproxima a la nominal (50 Hz).

A continuación, en los siguientes apartados se verán con más detalle otros aspectos de la modulación, como la influencia de la forma de muestreo, o detección de los puntos en que intersectan las señales portadora y moduladora; la manera de aumentar la amplitud de la señal de salida usando sobremodulación, modulación vectorial u otros métodos, algunas técnicas de modulación usadas para la eliminación selectiva de armónicos, y para finalizar, se comentarán las principales estrategias de modulación en lazo cerrado.

4.2.3.4.- Modulación senoidal con muestreo regular.

Las figuras 4.26 y 4.27 ilustran la influencia que cada técnica de muestreo puede tener sobre la forma de onda de la salida conmutada. El PWM muestreado de forma natural compara directamente la forma de onda real de la referencia con la portadora, mientras que el PWM muestreado regularmente mantiene la forma de onda de la referencia fijada o constante durante la mitad o bien el intervalo completo de la portadora (dando lugar al muestreo regular asimétrico o bien simétrico, respectivamente) para facilitar la implementación digital del PWM [SHE95, cap. 12]. En la figura 4.26, en el muestreo simétrico se considera sólo el valor que toma la referencia cuando ésta pasa justo por el centro del periodo de la portadora, en 0° ; este valor se mantiene durante todo el intervalo para compararse con el valor real de la portadora y decidir los instantes de conmutación (líneas con trazos y puntos en la figura). Para el muestreo regular asimétrico se adopta el valor de la referencia o moduladora cuando ésta pasa por $-\pi/2$ y se mantiene durante la mitad del intervalo de portadora; siendo el valor de la referencia en $+\pi/2$ el considerado para la otra mitad del periodo. La técnica de muestreo determina la posición de los bordes ascendentes y descendentes de los pulsos de conmutación, influyendo así en los espectros de frecuencia resultantes.

Se puede observar en el desarrollo matemático concreto de las expresiones armónicas para muestreo PWM natural y regular asimétrico que, debido a la aparición de términos del tipo $\text{sen}[(p+q)\pi/2]$, se eliminan todos los armónicos de bandas laterales impares (q impar) para cada múltiplo de portadora impar (p impar), y los de bandas laterales pares para los múltiplos de portadora par, como se predijo con el muestreo natural. Si se calculan los correspondientes desarrollos matemáticos para el caso de las tensiones de línea o fase-fase, aparecen unos nuevos términos $\text{sen}[q(\pi/3)]$, además de los anteriores términos $\text{sen}((p+q)\pi/2)$, que ya aparecían en las tensiones de fase, por lo que a las anteriores cancelaciones de armónicos de bandas laterales hay que añadir ahora también la cancelación de bandas laterales múltiplos de 3 y también los propios múltiplos de la portadora (para $q = 0$). Esta cancelación de armónicos de bandas laterales se repite, independientemente de añadir *offsets* a la moduladora-fundamental u otras estrategias de modulación, con todas las modulaciones PWM continuas con muestreos natural y regular asimétrico [HOL01].

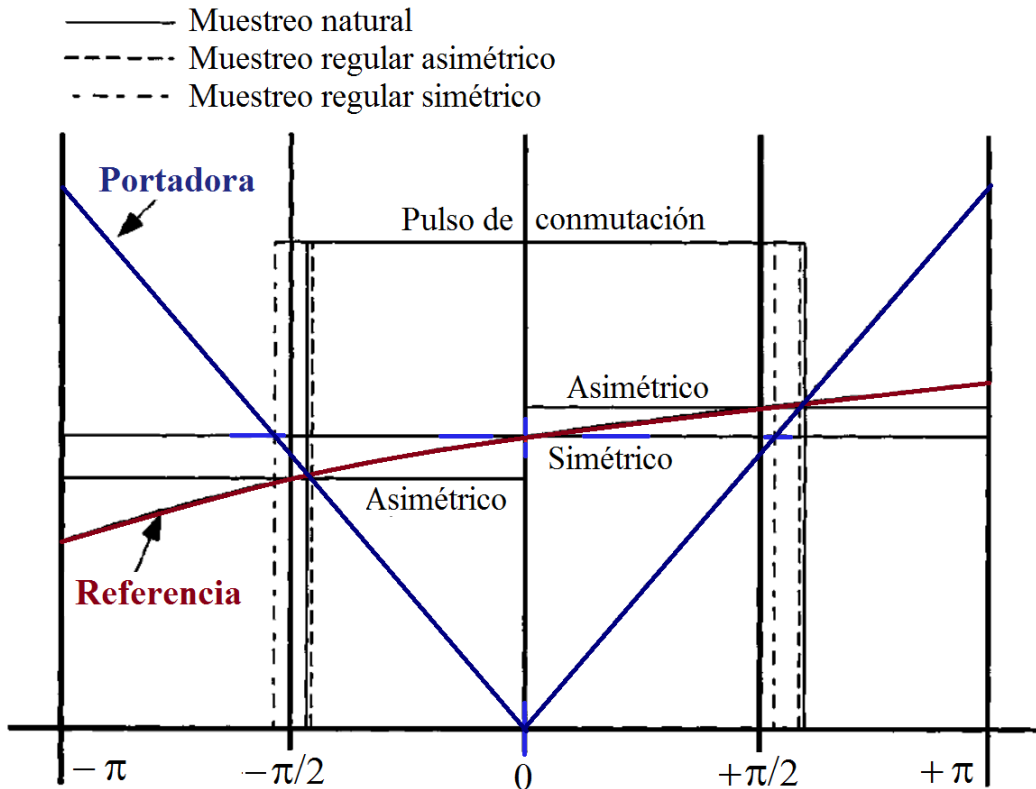


Figura 4.26 Posición de los flancos ascendentes y descendentes resultantes de las tres técnicas más comunes de muestreo [HOL01].

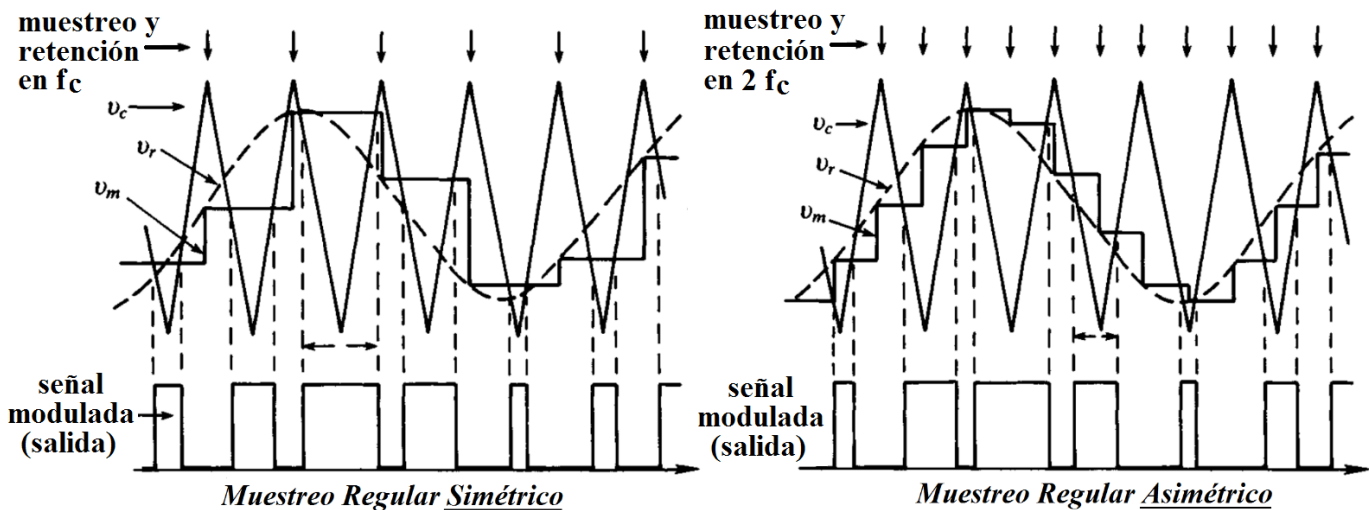


Figura 4.27 Modulación sinusoidal de una onda portadora triangular usando muestreo regular simétrico y regular asimétrico, con $m_f = 5,5$ y $m_a = 0,8$ [SHE95].

En cambio, con el PWM regular simétrico no se consigue una eliminación armónica de dichas bandas laterales, generando más componentes armónicos de banda lateral que el muestreo regular asimétrico y el natural. De modo similar, con las estrategias de modulación discontinuas, tampoco se produce una eliminación de bandas laterales armónicas al estudiar

cada tensión de fase, siempre dentro de estos convertidores de dos niveles que se están analizando. Además, estas estrategias de PWM discontinuas crean componentes armónicos en banda base para cada fase de salida, y por ello dependen de la cancelación en modo común, al restarse múltiples fases para así dar lugar a las tensiones de línea, y conseguir de este modo eliminar estos armónicos de la salida final.

Recuérdese además que algunas de estas bandas laterales a la portadora y sus múltiplos, pueden aparecer por la zona de bajos armónicos cercana al fundamental, sobre todo si el índice de modulación es demasiado bajo; pero eso no debería ocurrir en los convertidores de baja potencia, que pueden permitirse trabajar con más altas frecuencias de portadora o conmutación. Las modulaciones regulares (simétrica y asimétrica) también presentan en sus expresiones armónicas términos en banda base de bajo orden o cercanos al fundamental, pero de escasa amplitud. Además, según estos mismos autores [HOL01], una relación de frecuencias portadora/fundamental con valores múltiplos de tres e impares no tiene ningún beneficio armónico intrínseco, contrariamente a la opinión generalmente aceptada.

El procedimiento de cancelación de armónicos de banda lateral que se produce al restar los términos comunes de cada fase o rama del inversor, para dar lugar a las tensiones de línea o fase-fase, es independiente de la forma de onda de la referencia fundamental, ya que sólo es debido al desplazamiento de fase de 120° de la forma de onda de referencia que provoca cambios de fase comunes en los armónicos de banda lateral de cada fase. Otras formas de onda de referencia o moduladoras más complejas sólo cambian la magnitud de estos armónicos y, por lo tanto, se produce una cancelación similar para estrategias de modulación PWM más sofisticadas como las de inyección del tercer armónico, modulación vectorial espacial, discontinua, etc.

La figura 4.28 muestra los armónicos calculados para una rama o fase única mediante muestreo PWM natural, regular simétrico y regular asimétrico, donde se puede ver claramente la eliminación parcial ya comentada de las bandas laterales de armónicos pares e impares en los muestreos natural y asimétrico.

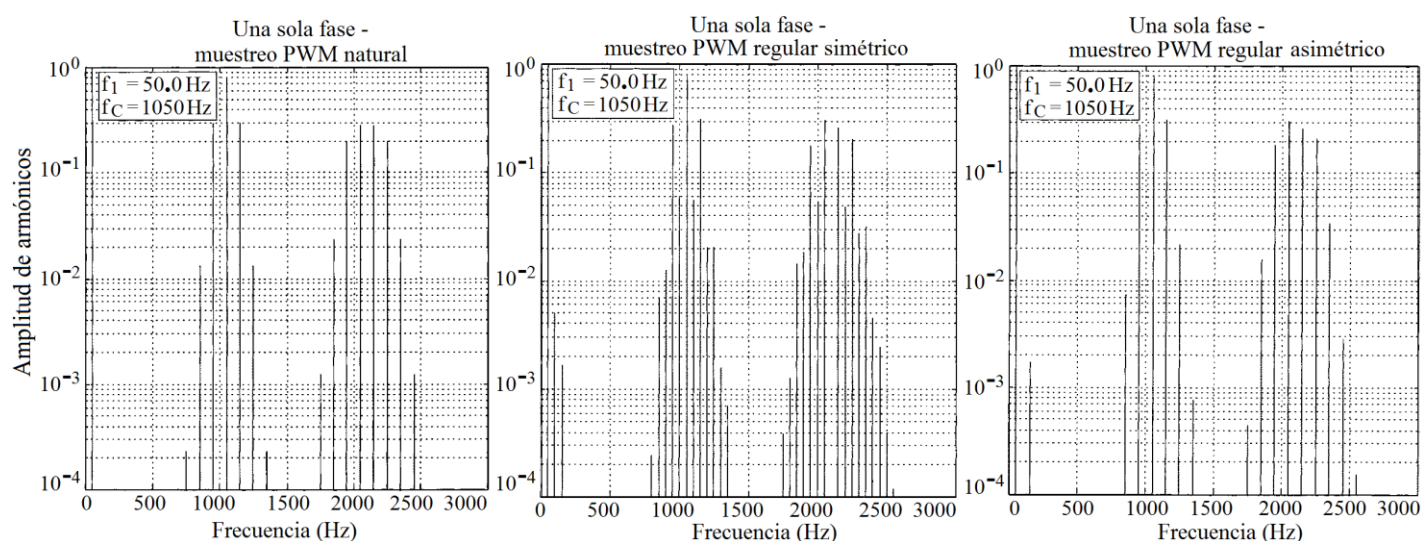


Figura 4.28 Componentes armónicos para una tensión de fase monofásica, con PWM con muestreo: natural, regular simétrico y regular asimétrico [HOL01].

En [MCG02] además se expone que los armónicos de banda lateral superior son generalmente ligeramente mayores que los armónicos de banda lateral inferior para un muestreo regular, en contraste con el muestreo natural en el que las bandas laterales de ambos lados de la portadora son simétricas y tienen magnitudes idénticas. Esta última apreciación se observa mejor en la figura 4.28, donde aparecen ejemplos de espectros para ambos tipos de modulaciones.

La figura 4.29 muestra los armónicos en las tensiones fase-fase o de línea para un inversor trifásico, bajo muestreo regular asimétrico, vectorial espacial y muestreo con una relación portadora/fundamental no entera o asíncrono. Puede apreciarse claramente la cancelación parcial de los armónicos triples o múltiplos de tres del fundamental en las bandas laterales alrededor de la portadora, además de los múltiplos exactos de dicha portadora que no aparecen, aunque sí sus bandas laterales. Las tensiones entre cada fase o rama trifásica y la toma media de batería presentarían un espectro similar al visto en la anterior figura 4.28.

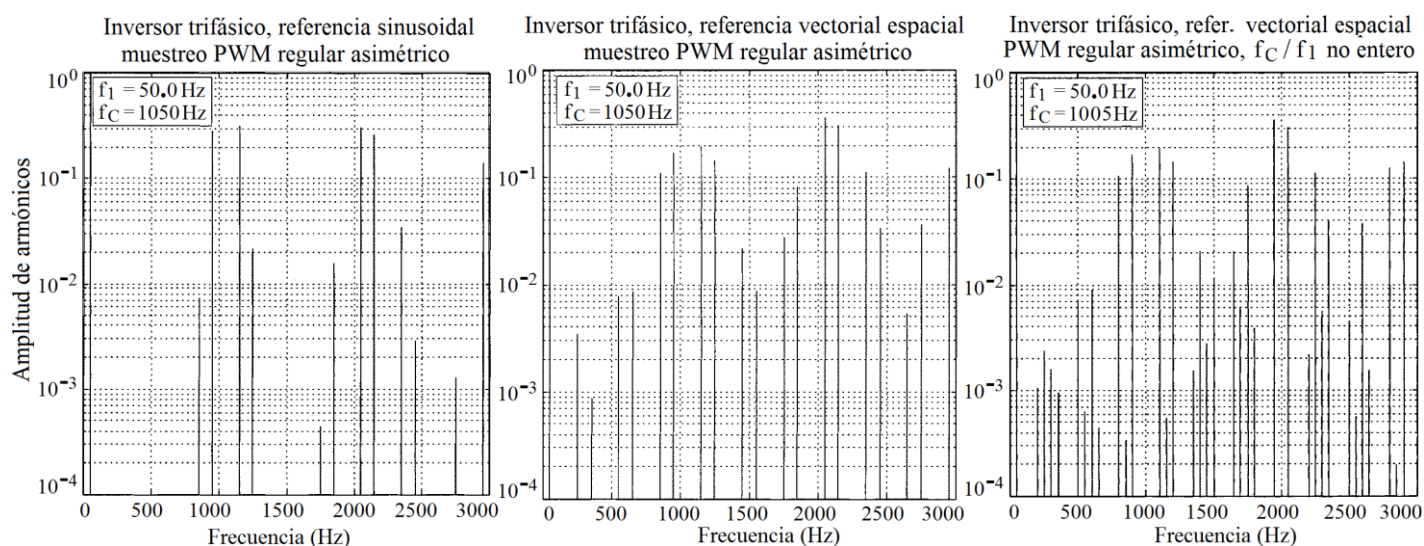


Figura 4.29 Armónicos de salida en tensión fase-fase de inversor trifásico y PWM con muestreo regular asimétrico: con referencia sinusoidal, referencia vectorial-espacial, y con índice de modulación de frecuencia no entero [HOL01].

Se aprecia pues la superioridad de las técnicas de muestreo regular asimétrico y natural en la eliminación de la mitad de sus armónicos de banda lateral, simplemente en virtud de la conmutación de cada rama o fase y del desfase de 120° de las referencias fundamentales entre las tres fases.

4.2.3.5.- Sobremodulación y otras formas de incrementar la tensión de salida.

Se ha visto que la mayor amplitud en la tensión de salida fundamental entre cada fase y la toma media de continua, V_{AZ} , es de $V_{dc}/2$, obtenible dentro de la región lineal, con $m_a \leq 1$. Esto significa un valor eficaz máximo de $V_{AZrms} = V_{dc}/(2\sqrt{2})$ y por tanto el mayor valor eficaz de la tensión de línea o fase-fase, dentro de la zona lineal de modulación, sería de:

$$V_{ABrms} = \sqrt{3} V_{AZrms} = (\sqrt{3}V_{dc})/(2\sqrt{2}) = 0,612 \cdot V_{dc} \quad (\text{para un índice de mod. } m_a = 1)$$

Es posible aumentar la componente fundamental de la tensión de salida modulada V_{AB} , por encima del índice de modulación $m_a = 1$; pero en ese caso V_{AB} ya no sería proporcional a m_a . Esto se observa en la parte izquierda de la figura 4.30, para modulación sinusoidal, donde se muestra la variación de la tensión de salida fundamental respecto a la relación de modulación m_a . En condiciones de sobremodulación ya no se produce el proceso de muestreo natural ya que se pierden algunas intersecciones entre la onda portadora y la onda moduladora, como se ilustra en el ejemplo de la parte derecha de la misma figura 4.30, con un índice $m_a = 1,55$. La sobremodulación provoca pues una disminución de la cantidad de pulsos en cada periodo en el voltaje de línea a la salida del conversor electrónico. Ello da lugar al surgimiento de armónicos de orden bajo, como pueden ser los 5, 7 y el de orden 11 [SHE95]. Además de aumentar estos armónicos impares de banda base, se siguen cancelando los múltiplos de tres tanto en banda base como en la región de bandas laterales a los múltiplos de la portadora, al menos con muestreo natural y asimétrico [MCG02]. No obstante, se aumenta el valor de cresta de la componente fundamental del voltaje de línea, que era el objetivo principal.

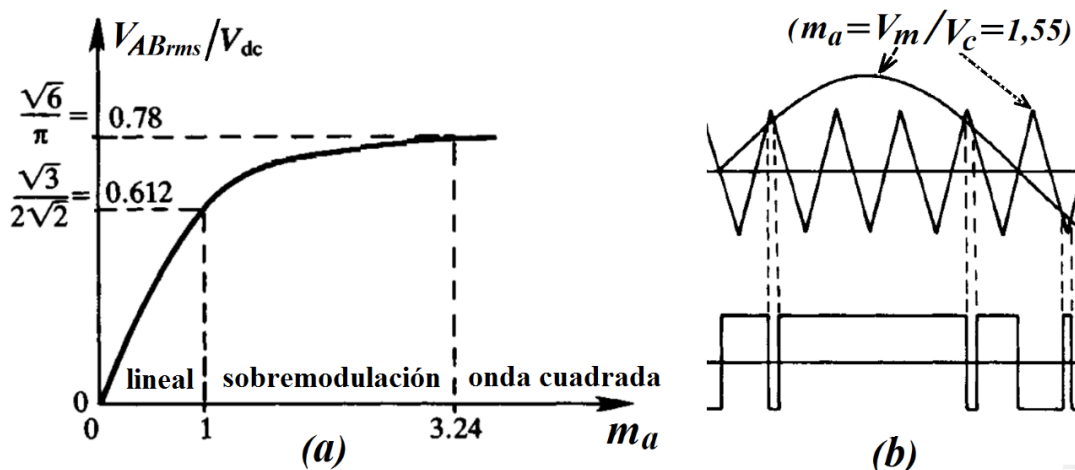


Figura 4.30 Sobremodulación: (a) valor eficaz de la tensión de línea fundamental V_{AB} de salida (normalizada entre el valor del *link* de continua V_{dc}) frente al índice de modulación de amplitud m_a ; (b) ejemplo de sobremodulación de una portadora triangular por una moduladora sinusoidal [SHE95].

Cuando m_a alcanza el valor límite $m_a = 3,24$, la forma original de la onda PWM sin sobremodulación (como la mostrada en la figura 4.10) se pierde. Las tensiones de fase vuelven entonces a la forma de onda cuasi-cuadrada en la que aparecen frecuencias bajas. El valor máximo de tensión de línea de salida se obtiene para un índice de 3,24, con una tensión eficaz de línea igual a 0,78 veces el valor de la tensión total continua V_{dc} , y por tanto, un incremento respecto al valor máximo sin sobremodulación, con $m_a = 1$, del 27%, al pasar de $0,612 \cdot V_{dc}$ a $0,78 \cdot V_{dc}$. A partir de este valor la onda se vuelve prácticamente cuadrada.

En general los armónicos que aparecen en una tensión de seis escalones (o con modulación por onda cuadrada, *square wave-VSI*) son aquellos en que la frecuencia f_K de los armónicos es múltiplo impar y no múltiplo de tres de la frecuencia fundamental f_1 , con amplitudes inversamente proporcionales al orden de dichos armónicos:

$$f_K = K f_1 = (6h \pm 1) \cdot f_1 \quad ; \quad \text{con } h = 1, 2, 3, \dots \quad ; \quad K = 5, 7, 11, 13, \dots \quad (4.22)$$

La sobremodulación no es muy usada porque la relación entre el índice de modulación de amplitud y la amplitud del armónico fundamental comienza a no ser lineal (ver figura 4.30) y por la complejidad del filtrado de estos armónicos de frecuencias bajas. Además de aumentar el contenido armónico de la señal, la sobremodulación también puede dar lugar a indeseables saltos bruscos en la tensión de línea, especialmente en los inversores cuyos dispositivos semiconductores de potencia tienen tiempos de mantenimiento grandes [SHE95].

Otras opciones para aumentar el voltaje de salida fundamental más allá del valor $m_a = 1$, sin el incremento de otros armónicos, consisten utilizar una onda de referencia (moduladora) no sinusoidal tal como una onda trapezoidal, o bien una senoidal más algún componente de tercer armónico. Esta última opción frente a la sobremodulación se basa en incorporar un 3er. armónico, consiguiendo allanar, en cierta medida, la señal moduladora en la parte media del semiciclo. Se puede, al igual que con sobremodulación, aumentar el valor de cresta del armónico fundamental del voltaje de línea en la salida. Para evitar los problemas asociados a la sobremodulación, se conserva el máximo de la señal moduladora por debajo del máximo de la tensión portadora. Gracias a este método es posible aumentar el valor de cresta del voltaje de línea hasta un 15% [WUB17], pero con mejor calidad en la forma de onda aunque con menor incremento del posible valor máximo de amplitud que con sobremodulación (15% frente al 27%). El 3er. armónico se presentará en el voltaje de fase o rama con relación al llamado punto Z o bien punto n en el bus de continua (ver figuras 4.9 y 4.31), pero no existirá en el voltaje fase-fase o de línea [HOL03].

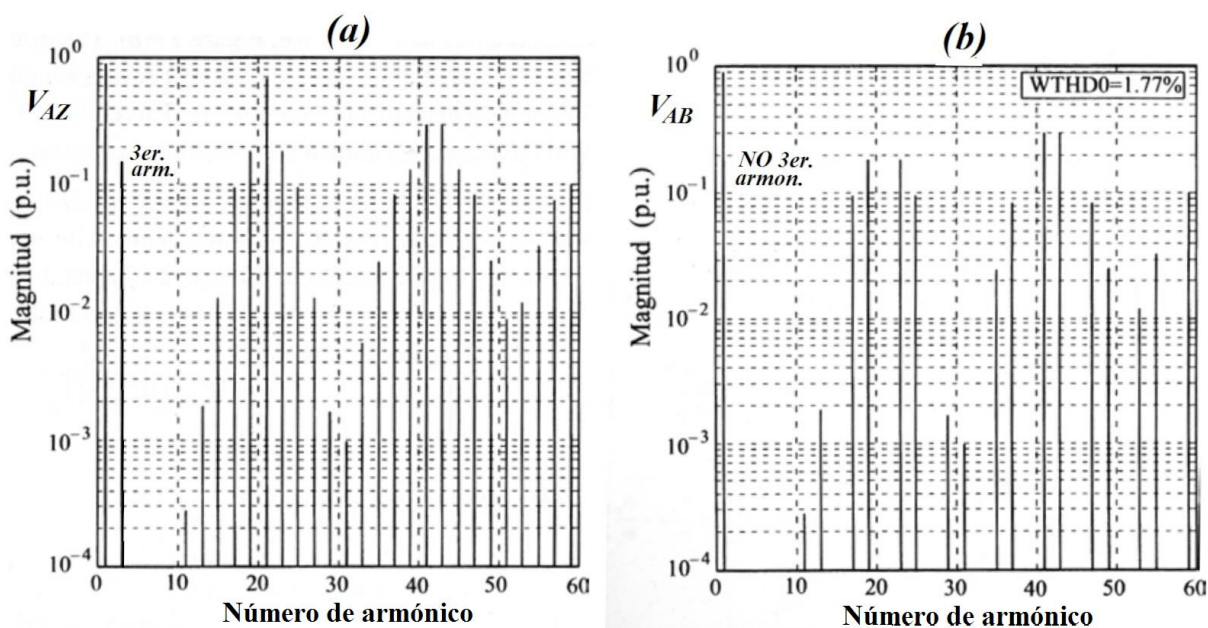


Figura 4.31 Contenido armónico con modulación PWM senoidal e inyección de un 3er. armónico sobre la señal moduladora ($m_a = 0,9$ y $m_f = 21$): (a) tensión de fase a punto medio de continua V_{AZ} , (b) tensión de línea V_{AB} [HOL03].

También puede mejorarse la restricción para el índice de modulación de amplitud ($m_a \leq 1$) si se añade una señal de secuencia cero a las señales de referencia o moduladoras antes de compararlas con la señal portadora. La figura 4.32 muestra las señales de referencia antes y después de inyectar la señal de secuencia cero [RAS11]. Evidentemente, la adición de la secuencia cero reduce la amplitud de pico de las señales moduladoras resultantes (U_{ca} , U_{cb} ,

U_{cc}), mientras que los componentes fundamentales permanecen sin cambios. Este enfoque amplía el rango de la región lineal, ya que permite el uso de índices de modulación m_a hasta $2/\sqrt{3}$ sin entrar en la región de sobremodulación, resultando en una mejor utilización del bus de continua.

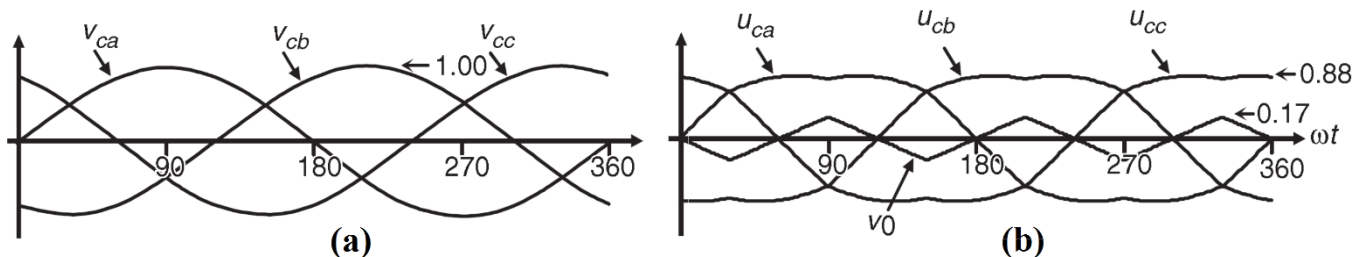


Figura 4.32 PWM sinusoidal con inyección de señal de secuencia cero: (a) señales de modulación (V_{ca} , V_{cb} , V_{cc}); (b) señal de secuencia cero y señales de modulación con inyección de la de secuencia cero (U_{ca} , U_{cb} , U_{cc}) [RAS11].

En [AGU12] también se exponen otros métodos de modulación basados en PWM con inyección de señal de secuencia cero en la tensión de referencia. Otra forma de aumentar el rango de linealidad es mediante la modulación vectorial espacial, de la que se hablará posteriormente.

4.2.4.- Otras técnicas de modulación.

Este apartado está siempre abierto, debido a la incesante investigación de nuevas técnicas de modulación que traten de reducir el contenido armónico de las señales generadas, optimizando el ruido acústico, reduciendo pulsaciones y pérdidas en los motores así como en los semiconductores, y mejorando en general la calidad de las señales obtenidas.

4.2.4.1.- Eliminación selectiva de armónicos (Optimal PWM).

La modulación *Optimal PWM* o *Selective Harmonic Elimination*, *SHE*, consiste en la eliminación de determinados armónicos, mediante la selección de los instantes adecuados de disparo o ángulos de conmutación de los semiconductores. Se consigue tener armónicos que sean comunes en las tensiones de cada rama, de modo que la eliminación real de las frecuencias no deseadas se produce en las tensiones diferencia de fase a fase o de línea.

Un criterio puede ser eliminar ciertos armónicos seleccionados, tales como el quinto y el séptimo; y otro criterio también puede ser minimizar el contenido armónico total, y por lo tanto maximizar el factor de distorsión [SHE95].

Los interruptores de potencia de cada rama del inversor trifásico se conmutan para eliminar un número determinado de armónicos y para controlar la amplitud del armónico fundamental. Para ello, cada tensión de fase debe chopearse N veces por semiciclo para ajustar el fundamental y eliminar $N-1$ armónicos en la forma de onda de la tensión alterna de salida.

Teniendo en cuenta que en muchas aplicaciones las tensiones de línea de salida requeridas deben ser equilibradas y estar desfasadas 120° , los armónicos impares múltiplos de 3 que podrían estar presentes en las tensiones de fase, no estarán presentes en las tensiones fase-fase o de línea; como tampoco lo estarían los pares siempre que el índice de modulación de frecuencia sea entero impar. Por lo tanto, estos armónicos no haría falta eliminarlos, por lo que los ángulos de corte se utilizan para eliminar sólo los armónicos en las frecuencias $h = 5, 7, 11, 13, \dots$ según sea necesario.

Las expresiones de los ángulos de conmutación para eliminar un número determinado de armónicos son las mismas que las utilizadas en los inversores monofásicos. Por ejemplo, para eliminar dos armónicos, como el quinto y séptimo, y realizar el control de magnitud fundamental se necesitarían $N = 3$ ángulos de conmutación (uno más que el número de armónicos a eliminar). Estos puntos de conmutación se calculan sobre la cuarta parte del ciclo de la onda, siempre que exista simetría tanto en la mitad como en la cuarta parte de dicho periodo. Una vez aplicada esta técnica, los armónicos están presentes en los voltajes de fase; sin embargo, no están en los voltajes de línea.

El aumento del número de ángulos de conmutación por cuarto de ciclo aumenta el número de armónicos que pueden suprimirse, pero tiene los efectos simultáneos de reducir la componente fundamental y aumentar las pérdidas de conmutación.

Los ángulos se encuentran por medio de algoritmos iterativos, ya que no se pueden derivar soluciones analíticas. Esta tarea suele realizarse mediante sistemas digitales que normalmente almacenan los ángulos en tablas de búsqueda (*look-up tables*). Esto incrementa el tiempo de cómputo entre periodos de modulación, mayor cuanto más grande sea la cantidad de armónicos que se desean eliminar, razón por la cual las técnicas de conmutación *Optimal-PWM* son adecuadas cuando hay pocas conmutaciones por ciclo, como en los inversores de alta potencia y alta tensión que implican grandes pérdidas de conmutación. Los ángulos de conmutación α donde deben producirse los disparos están descritos en [RAS11, p.p. 361-363 y 371-372] [SHE95, p.p. 500-503] así como otros aspectos matemáticos relacionados.

Una variante más reciente del anterior método *SHE-PWM* (*Selective Harmonic Elimination*), es el método *SHM-PWM* (*Selective Harmonic Mitigation*) que puede atenuar un mayor número de armónicos usando la misma frecuencia de conmutación [MAR13].

4.2.4.2.- Técnicas basadas en la modulación vectorial espacial (SVM).

La técnica de modulación vectorial espacial SVM o basada en SV (*Spatial Vector*) es una técnica digital en la que el objetivo es generar tensiones de línea PWM que son, en promedio, iguales a unas tensiones de línea en la carga dadas o de referencia. Esto se hace en cada período de muestreo seleccionando correctamente los estados de conmutación válidos del VSI (ver tabla 4.3) y mediante el cálculo adecuado del período de tiempo que se utilizan. Los cálculos y selección de estos tiempos se basan en la transformación SV [RAS11, p. 372].

La técnica de modulación vectorial ofrece ventajas significativas sobre las técnicas de modulación PWM convencionales, en cuanto a corriente de distorsión mínima e incremento del valor de la tensión fundamental y, en definitiva, en un menor contenido de armónicos. Estas características se consiguen mediante un control preciso de gran flexibilidad con un

número reducido de componentes. El principio de la modulación vectorial se basa en el hecho de que sólo hay ocho posibles estados de conmutación diferentes en el inversor, de los cuales dos corresponden a diferencias de potencial nulas al conectar el mismo punto de la fuente de continua que alimenta al inversor [DUQ05, p.p. 63-71] [HOL03, cap. 6].

La topología estándar de un inversor VSI trifásico se mostró en la figura 4.9 y los ocho estados de conmutación válidos se indican en la tabla 4.3. Los transistores de cualquier rama del inversor ($T1$ y $T4$, $T3$ y $T6$, o $T5$ y $T2$) no se pueden conectar simultáneamente, ya que esto daría como resultado un cortocircuito a través de la fuente de tensión del *link* de continua V_{dc} . De forma similar, para evitar estados indefinidos en el VSI, y por lo tanto tensiones de línea de salida no definidas, los dispositivos interruptores electrónicos de cualquier rama del inversor no pueden desconectarse simultáneamente, ya que esto daría como resultado tensiones que dependerían de la polaridad de la corriente de línea respectiva.

Tabla 4.3 Estados de conmutación válidos para un inversor VSI trifásico.

Estado transistores	Nº Estado	V _{AB}	V _{BC}	V _{CA}	Vector Espacial
T1-T2-T6--ON T4-T5-T3--OFF	1	V _{dc}	0	-V _{dc}	$\vec{v}_1 = 1 + j0.577$
T2-T3-T1--ON T5-T6-T4--OFF	2	0	V _{dc}	-V _{dc}	$\vec{v}_2 = j1.155$
T3-T4-T2--ON T6-T1-T5.OFF	3	-V _{dc}	V _{dc}	0	$\vec{v}_3 = -1 + j0.577$
T4-T5-T3--ON T1-T2-T6--OFF	4	-V _{dc}	0	V _{dc}	$\vec{v}_4 = -1 - j0.577$
T5-T6-T4--ON T2-T3-T1--OFF	5	0	-V _{dc}	V _{dc}	$\vec{v}_5 = -j1.155$
T6-T1-T5--ON T3-T4-T2--OFF	6	V _{dc}	-V _{dc}	0	$\vec{v}_6 = 1 - j0.577$
T1-T3-T5--ON T4-T6-T2--OFF	7	0	0	0	$\vec{v}_7 = 0$
T4-T6-T2--ON T1-T3-T5--ON	8	0	0	0	$\vec{v}_8 = 0$

De los ocho estados válidos, dos de ellos (estados 7 y 8 en la tabla 4.3) producen tensiones de línea cero. En este caso, las corrientes de línea circulan libremente a través de los componentes superiores o inferiores. Los estados restantes (1 a 6 en la tabla 4.3) producen tensiones de salida diferentes de cero. Con el fin de generar una forma de onda de tensión dada, el inversor se mueve de un estado a otro. De este modo, las tensiones de línea de salida alternas resultantes consisten en valores discretos de voltajes que son V_{dc} , 0 y $-V_{dc}$ para la topología mostrada en la figura 4.9. La selección de los estados con el fin de generar la forma de onda dada se realiza mediante la técnica de modulación adecuada que garantiza además el uso de sólo estados válidos [RAS11, p.p. 367-368].

Las tres señales moduladoras se convierten al espacio vectorial, dado que cualquier conjunto de variables trifásicas balanceadas puede representarse en un plano complejo por un vector que contiene una componente real (α) y una componente imaginaria (β); esta es la llamada transformación de *Clark*, que también se comenta en el anexo III [WUB17, cap. 14] [HOL03, cap. 1]. Por ejemplo, el vector de las señales de modulación de línea trifásicas V_C^{abc}

$= [V_{ca} \ V_{cb} \ V_{cc}]^T$ puede representarse mediante el vector complejo $\mathbf{Vc} = V_c^{a\beta} = [V_{ca} \ V_{cb}]^T$ mediante la siguiente transformación:

$$V_{c\alpha} = \frac{2}{3} \left[V_{ca} - \frac{1}{2}(V_{cb} + V_{cc}) \right] \quad ; \quad V_{c\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3} (V_{cb} - V_{cc}) \quad \text{ecs. (4.23)}$$

Esto permite trabajar con un solo vector modulador \mathbf{Vc} que gira en el plano estacionario α - β con la misma frecuencia angular ω y amplitud V_c que las señales trifásicas que representa (ver figura 4.33). De forma similar, la transformación SV se aplica a los voltajes de línea de los ocho estados del inversor VSI, normalizados con respecto a V_{dc} (tabla 4.3), que genera los ocho vectores espaciales ($\mathbf{V}_i, i = 1, 2, \dots, 8$) en la figura 4.33. Como era de esperar, \mathbf{V}_1 a \mathbf{V}_6 son vectores de tensión de línea no nulos y \mathbf{V}_7 y \mathbf{V}_8 son vectores de tensión de línea nulos, (se indican los vectores en negrilla).

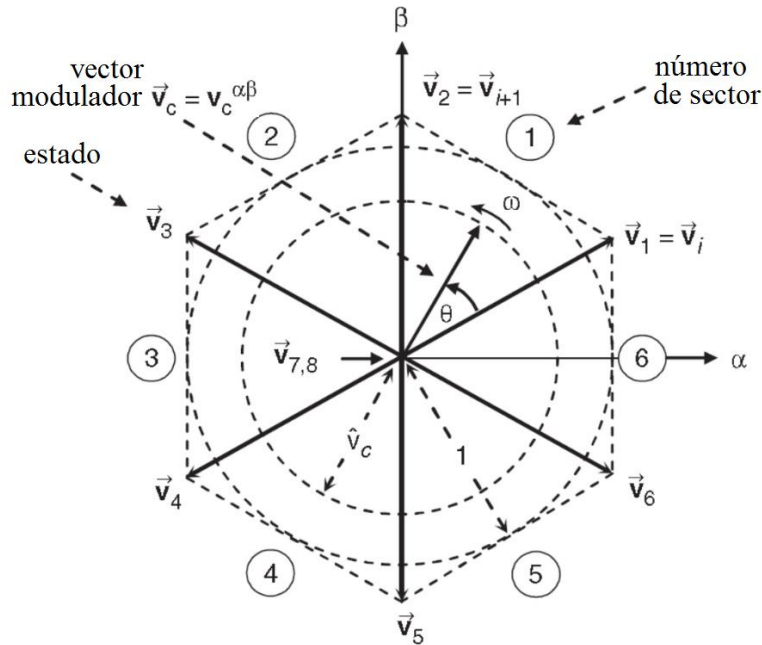


Figura 4.33 Representación espacio-vectorial [RAS11].

El objetivo de la técnica de transformación a vectores espaciales SV es aproximar el vector espacial de la señal de modulación de línea \mathbf{Vc} con los ocho vectores espaciales ($\mathbf{V}_i, i = 1, 2, \dots, 8$) disponibles en el VSI. Sin embargo, si la señal de modulación \mathbf{Vc} está situada entre los vectores arbitrarios \mathbf{V}_i y \mathbf{V}_{i+1} , sólo los dos vectores no nulos más próximos (\mathbf{V}_i y \mathbf{V}_{i+1}) y un SV cero ($\mathbf{V}_z = \mathbf{V}_7$ ó \mathbf{V}_8) podrían ser usados. De este modo, se aumenta la tensión máxima de la línea de carga y se reduce la frecuencia de conmutación. Para asegurar que la tensión generada en un período de muestreo T_s (compuesto por las tensiones proporcionadas por los vectores $\mathbf{V}_i, \mathbf{V}_{i+1}$ y \mathbf{V}_z usados durante los tiempos T_i, T_{i+1} y T_z) es en promedio igual al vector \mathbf{Vc} , se debe cumplir la siguiente expresión:

$$\mathbf{Vc} \cdot T_s = \mathbf{V}_i \cdot T_i + \mathbf{V}_{i+1} \cdot T_{i+1} + \mathbf{V}_z \cdot T_z \quad (4.24)$$

Solucionando las partes real e imaginaria de las ecuaciones (4.23), para una tensión de línea en la carga que presenta una amplitud restringida a $0 \leq V_c \leq 1$, se obtiene:

$$T_i = T_s \cdot V_c \cdot \sin(60^\circ - \theta) ; T_{i+1} = T_s \cdot V_c \cdot \sin(\theta) ; T_z = T_s - T_i - T_{i+1} \quad \text{ecs. (4.25)}$$

Las expresiones precedentes indican que la máxima amplitud de la tensión de línea fundamental es la unidad, con $0 \leq \theta \leq 60^\circ$. Esto es una ventaja sobre la técnica PWM sinusoidal que logra una amplitud de la tensión de línea fundamental máxima de $\sqrt{3}/2$ en la región operativa lineal (luego SVM logra hasta un 15% más amplitud que usando SPWM). Aunque la modulación vectorial espacial (SVM) selecciona los vectores que se van a utilizar y sus respectivas temporizaciones, la secuencia en la que se usan, la selección de los vectores espaciales cero y la frecuencia de muestreo normalizada no están en principio definidas.

Por ejemplo, si el vector de modulación de la tensión de línea está en el sector 1 (figura 4.33), los vectores V_1 , V_2 y V_z deben usarse dentro de un período de muestreo en los intervalos dados por T_1 , T_2 y T_z , respectivamente. La pregunta que queda es qué secuencia concreta usar de entre por ejemplo estas: (i) $V_1 - V_2 - V_z$, (ii) $V_z - V_1 - V_2 - V_z$, (iii) $V_z - V_1 - V_2 - V_1 - V_z$, (iv) $V_z - V_1 - V_2 - V_z - V_2 - V_1 - V_z$, o si debe ser utilizada cualquier otra secuencia. Finalmente, la técnica no indica si el vector V_z debe ser V_7 , V_8 , o una combinación de ambos.

Los esquemas SVM pueden generar armónicos pares e impares en las tensiones de línea de salida del inversor. En los variadores de media tensión alimentados por inversor, estos armónicos pueden no tener un impacto significativo en el funcionamiento del motor [WUB17, cap. 6]. Pero dado que la mayoría de las normas tienen requisitos más estrictos con los armónicos de orden par que con los impares, existen estrategias SVM modificadas para lograr la eliminación de estos armónicos. Estas técnicas buscan que la forma de onda generada sea simétrica (ver figura 4.34), evitando así la generación de armónicos de orden par.

La secuencia que se utilizará debe garantizar que las tensiones de línea en la carga presenten una simetría de cuarto de onda, para así reducir estos armónicos no deseados en sus espectros (armónicos pares). Además, la selección del vector espacial cero V_z se debe hacer para reducir la frecuencia de conmutación [HOL96]. Aunque no hay un método general o sistemático para generar una secuencia SV, una representación gráfica muestra que la secuencia V_i, V_{i+1}, V_z (donde V_z es alternativamente elegido entre V_7 y V_8) proporciona un alto rendimiento en términos de minimización de armónicos no deseados y reduciendo también la frecuencia de conmutación.

En las técnicas de modulación PWM basadas en portadoras trifásicas el índice de modulación de frecuencia, o portadora normalizada m_f , se elige como un número entero impar múltiplo de 3 ($m_f = 3 \cdot n$, $n = 1, 3, 5, \dots$). Gracias a ello es posible minimizar los armónicos parasitarios o no intrínsecos en las formas de onda PWM. Un enfoque similar puede ser utilizado en la técnica SVM para minimizar armónicos no característicos, deduciéndose para ello que la frecuencia de muestreo normalizada, f_{sn} , debe ser un múltiplo entero de 6. Esto se debe al hecho de que para producir tensiones de línea simétricas, todos los

sectores (en total 6) deben ser usados igualmente en un período. Los grupos de armónicos altos relevantes en la tensión de la línea estarán situados alrededor de f_{sn} , que es también la frecuencia de conmutación [RAS11, p. 373].

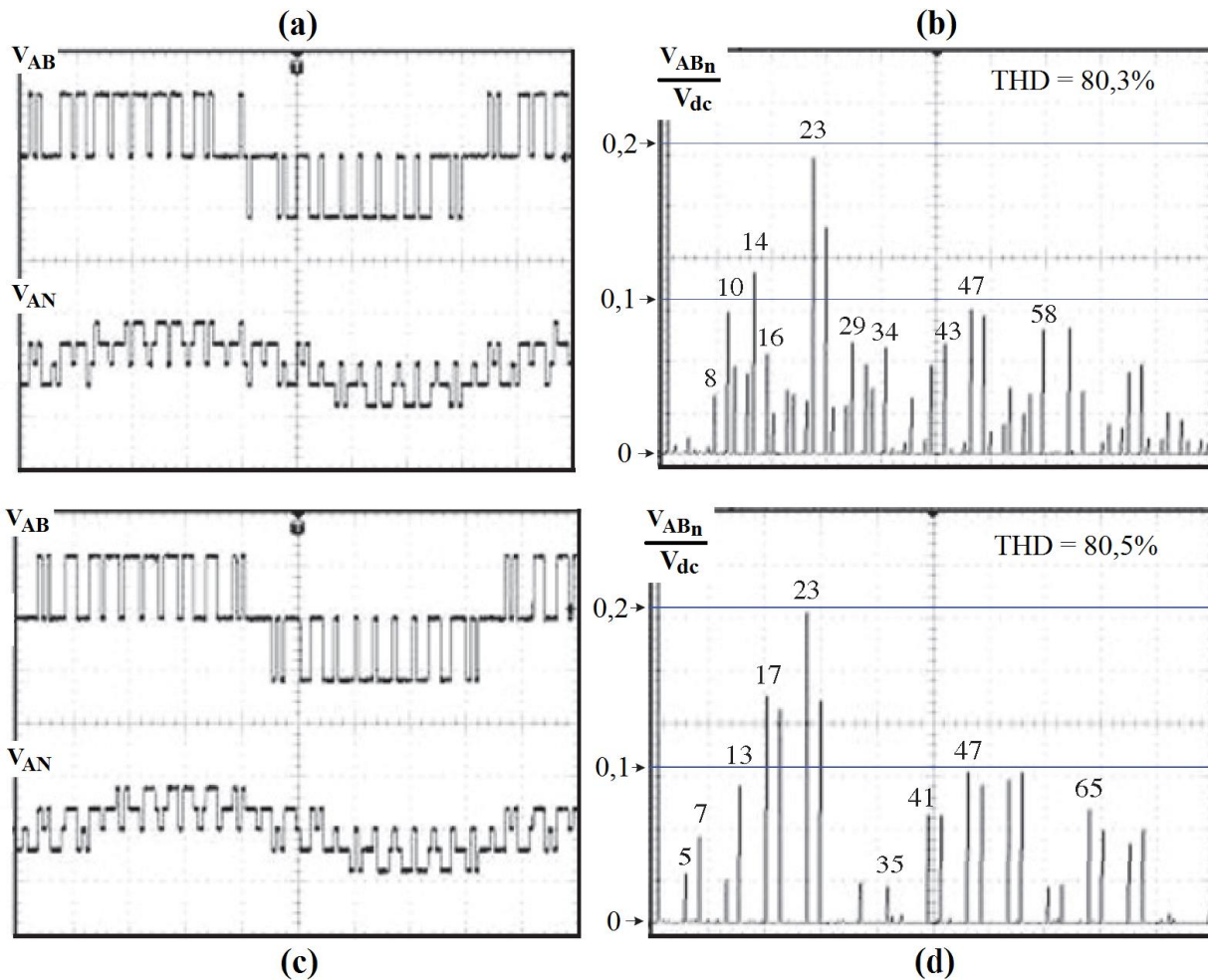


Figura 4.34 Modulación vectorial SV-PWM: (a) Tensiones, no simétricas, y (b) parte baja de espectro de tensión de línea con armónicos pares; (c) tensiones simétricas y (d) parte baja de espectro con eliminación de armónicos pares [WUB17].

En [HAR16] se propone una técnica de PWM híbrida, basada en la modulación vectorial espacial convencional, mediante una combinación de las secuencias de conmutación convencionales y otras nuevas especiales. Esta nueva técnica híbrida produce una ondulación en el par (desarrollado por el motor) de pico más baja que la modulación vectorial espacial convencional PWM (CSV-PWM) a altas velocidades en el motor.

4.2.4.3.- Estrategias de modulación de inversores en lazo cerrado.

Las estrategias de PWM vistas anteriormente son sólo algunas de las técnicas que se pueden aplicar a los convertidores electrónicos de potencia. Pueden considerarse como controles de bucle abierto, ya las entradas de control aplicadas a los interruptores-transistores se calculan en base únicamente en la tensión de referencia para la carga. Esta categoría de estrategias de control contrasta con la aproximación en bucle cerrado, donde una medida (generalmente de tensión o corriente) se compara con un valor de referencia, y la señal de error se utiliza para establecer las entradas a los interruptores de control requeridas a través de un circuito en lazo cerrado, como puede ser un controlador PI, ampliamente utilizado en aplicaciones industriales.

Las variaciones en la salida alterna del variador debidas tanto a cambios en las condiciones de la carga como a variaciones en la componente continua V_{dc} en el filtro de entrada al inversor pueden ser compensadas mediante métodos de control automático, usando sistemas en lazo cerrado. Los inversores también proporcionan una alternativa al cambio de las condiciones de funcionamiento de la carga, por ejemplo, la velocidad en un variador ASD.

Existen dos opciones para el funcionamiento en bucle cerrado: la realimentación hacia atrás o *feedback* y la realimentación hacia delante o *feedforward*. El método *feedback* puede compensar tanto las perturbaciones (por variaciones de potencia en el lado del filtro de continua del inversor) como las variaciones de la carga (por cambios del par). Sin embargo, la estrategia de *feedforward* es más eficaz para mitigar las perturbaciones de entrada al mismo tiempo que previene sus efectos negativos en el lado de la carga [RAS11p.383-389]. También pueden usarse ambos tipos de realimentación combinando así sus beneficios [GAO18].

Técnicas feedforward en inversores en fuente de tensión.

La tensión del filtro o *link* de continua en los inversores VSI se suele considerar aproximadamente constante, suponiendo bien dimensionada la capacidad de dicho filtro. Pero, incluso en ese caso, la tensión del bus de continua contiene armónicos de orden inferior tales como el sexto, duodécimo, etc. debido al uso de un rectificador de diodos o de seis pulsos, como el de la figura 4.8. Además, si la fuente de tensión alterna y/o la carga trifásica no están equilibradas, como en las aplicaciones de SAI, la corriente continua de entrada al inversor también contiene el segundo armónico, lo que a su vez contribuye a reforzar la generación de un segundo armónico de tensión en el bus de continua.

El principio básico de las técnicas de realimentación *feedforward* es detectar la perturbación y luego modificar la entrada para compensar su efecto. En este caso, se debe medir la verdadera tensión $V_{dc}(t)$ del bus de continua y, en consecuencia, se debe modificar la técnica de modulación redefiniendo el valor máximo de la señal portadora en base al verdadero valor instantáneo de la tensión continua, para después aplicar esta nueva portadora, modificada en tiempo real, a las tres señales moduladoras (ver figura 4.35). El resultado es que en el espectro de la tensión de línea de salida desaparecen los armónicos bajos debidos al valor cambiante de la continua, no dependiendo de este modo de las variaciones de la tensión del bus de continua $V_{dc}(t)$ de entrada al inversor.

El rendimiento de la técnica *feedforward* depende de la frecuencia de los armónicos presentes en la tensión del bus de continua y de la frecuencia de la señal portadora.

Afortunadamente, los armónicos no deseados más relevantes que se encuentran en la tensión del filtro de continua son el segundo (debido sobre todo a las tensiones de alimentación desequilibradas) y/o el sexto armónico (por el rectificador de diodos, de seis pulsos). Las cargas desequilibradas generan una corriente de entrada continua que también contiene un segundo armónico, lo que contribuye a esa misma variación en la tensión. Se puede comprobar que una señal portadora con una frecuencia de 15 veces el fundamental es suficiente para compensar adecuadamente las variaciones de voltaje del bus de continua.

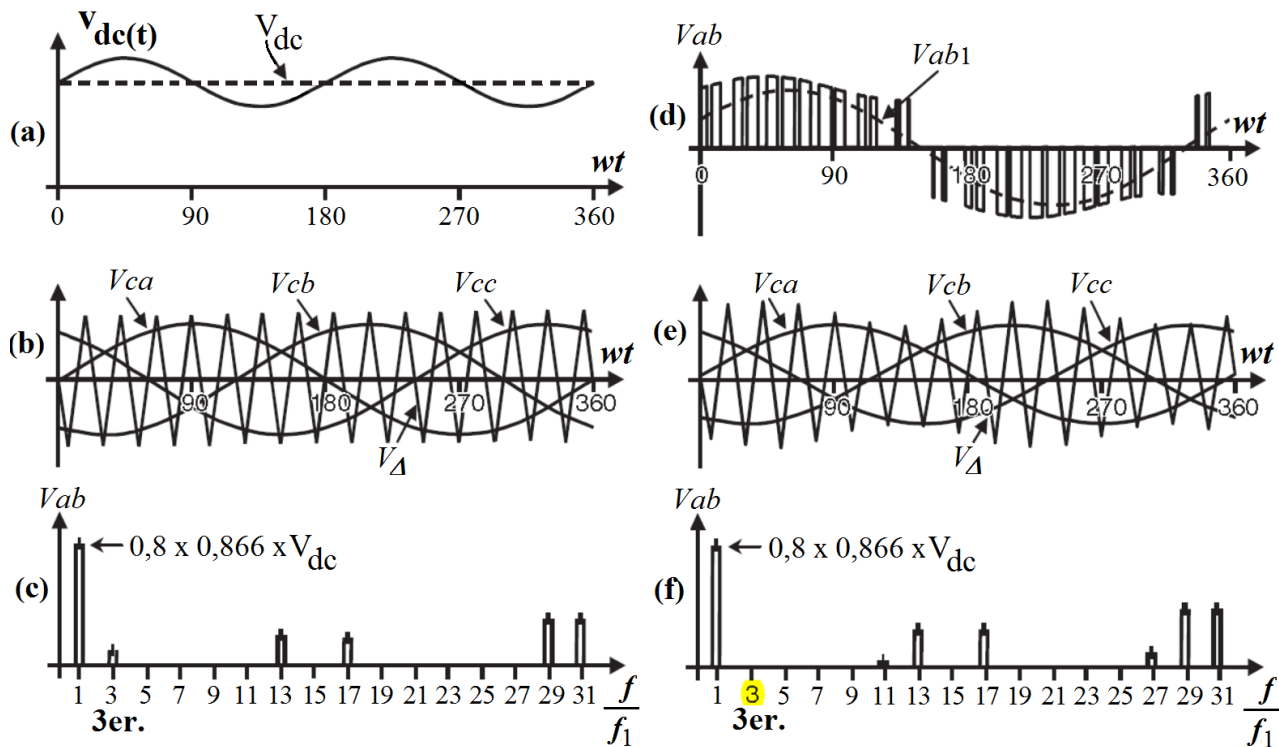


Figura 4.35 Formas de onda para PWM senoidal regular ($m_a = 0,8$, $m_f = 9$) con y sin lazo *feedforward*: (a) tensión V_{dc} del bus de continua, con un gran 2º armónico; (b) señales moduladoras y portadora triangular; (c) espectro de la tensión de línea de salida; (d) tensión de salida; (e) señales moduladoras y portadora modificada por *feedforward*; (f) espectro de la tensión de línea de salida sin 3er. armónico, gracias a la realimentación [RAS11].

Esta estrategia *feedforward* también se puede aplicar a técnicas digitales como la modulación espacial vectorial, redefiniendo en este caso el vector modulador V_c (que haría una función similar a la portadora de la técnica PWM convencional) en base al verdadero valor instantáneo de la tensión continua, para después aplicar esta modificación a las ecuaciones (4.25). Para ello se modifica la amplitud V_c multiplicándola por la expresión $V_{dc}/v_{dc}(t)$ que relaciona el valor medio V_{dc} de la componente continua entre el verdadero valor instantáneo $v_{dc}(t)$ de dicha tensión (figura 4.35-(a)). Estas ecuaciones modificadas tendrían en cuenta las variaciones del voltaje del bus de continua y se comportarían como un bucle de anticipación o *feedforward*, ya que se necesita detectar antes la perturbación para después ser implementada. Todas las expresiones obtenidas serían válidas para la región lineal, con la amplitud V_c restringida a $0 \leq V_c \leq 1$, ya que la compensación *feedforward* también está limitada.

Técnicas de realimentación *feedback* en inversores en fuente de tensión.

A diferencia de las técnicas *feedforward*, las técnicas de realimentación *feedback* corrigen la entrada al sistema, dependiendo de la desviación de la salida del sistema (por ejemplo, en inversores VSI, las corrientes alternas de línea en la carga) [JOH18]. Otra diferencia importante es que estas técnicas de realimentación necesitan medir las variables controladas. En general, las variables controladas (salidas del sistema) se eligen de acuerdo con los objetivos de control. Por ejemplo, en los variadores de velocidad, es generalmente necesario mantener las corrientes de línea del motor iguales a un conjunto dado de referencias sinusoidales. Por lo tanto, las corrientes alternas de línea se convierten en las variables controladas. Existen varias alternativas para implementar técnicas de realimentación *feedback* en inversores VSI, de las que se analizarán tres de ellas a continuación:

a).- Control de corriente con histéresis.

El propósito principal del control de corriente por histéresis (o por *sliding* o deslizamiento) es forzar a la corriente alterna de línea a seguir una referencia dada, como deslizándose sobre ella [PAT15b]. El estado de los interruptores de potencia, como por ejemplo los $T1$ y $T4$ que gobiernan la fase a en la figura 4.9, se cambia cada vez que la corriente realmente medida va más allá de una referencia dada más/menos un margen de histéresis; si la referencia es mayor que la señal observada, se cierra el interruptor superior $T1$ de modo que se tienda a aumentar la corriente real, cerrándose el inferior $T4$ en caso contrario. La implementación de este controlador es muy simple, ya que sólo requiere un amplificador operacional que funciona en modo de histéresis, por lo que el controlador y el modulador se combinan en una unidad. Se usarían controladores idénticos también en las fases b y c .

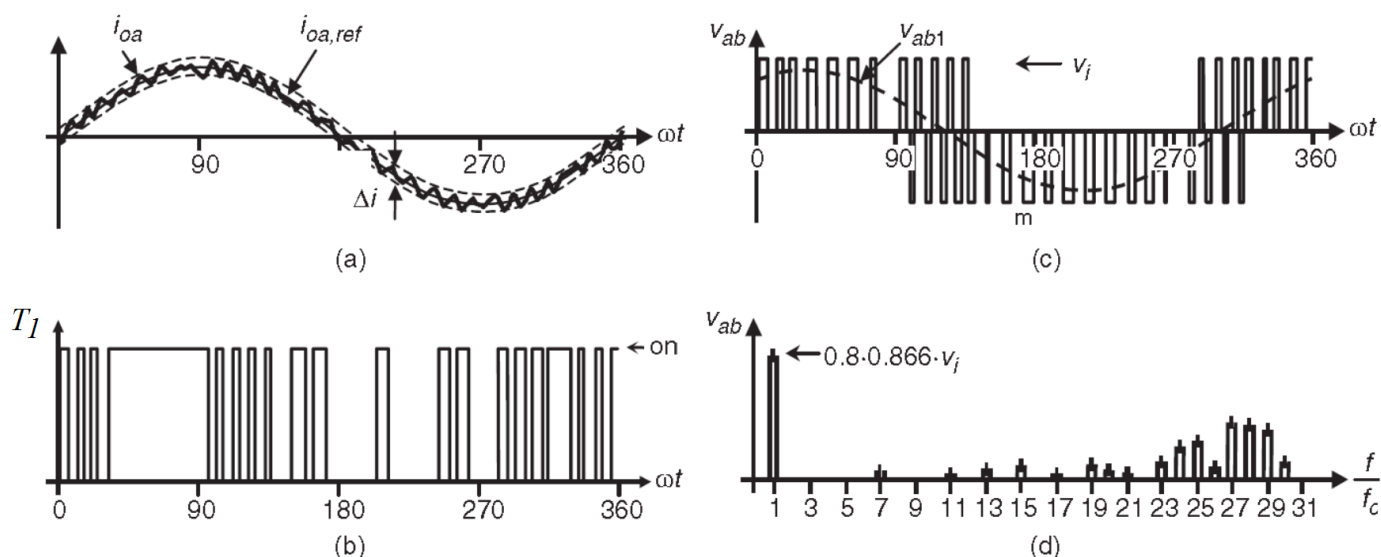


Figura 4.36 Formas de onda ideales para el control de corriente con histéresis en un inversor VSI trifásico: (a) corriente alterna real en la carga i_{0a} y referencia; (b) estado del interruptor $T1$; (c) tensión de línea alterna de salida; y (d) espectro de tensión alterna de salida [RAS11].

Uno de los inconvenientes de esta técnica es que la frecuencia de conmutación no puede predecirse como en los moduladores basados en portadora y, por lo tanto, el contenido armónico de las tensiones y corrientes alternas de línea se hace aleatorio (ver, por ejemplo, el

espectro de la figura 4.36-(d)). Esto podría ser una desventaja al diseñar los filtros, o al medir las tasas de distorsión y grupos armónicos en esta tesis, no sabiendo el rango exacto de frecuencias a tener en cuenta. Una solución es el control mediante bandas de histéresis adaptativas, que tratan de mantener la frecuencia de conmutación lo más constante posible haciendo que esta histéresis sea variable, más ancha donde la pendiente de la señal de intensidad a seguir sea mayor y por tanto las conmutaciones tiendan a aumentar para tratar de seguir esta referencia [RUI89] [REY00]. Esto se observa en las conmutaciones del interruptor $T1$, de mayor frecuencia en las zonas donde la referencia senoidal tiene mayor pendiente (figura 4.36-(a-b)).

Otro inconveniente relacionado con esta técnica se da cuando las cargas trifásicas no tienen el neutro conectado, como ocurre con los variadores de velocidad ASD como los usados en esta tesis, y en esos casos las corrientes alternas por la carga suman cero. Esto significa que sólo dos corrientes alternas de línea pueden ser controladas independientemente en cualquier instante. Por lo tanto, uno de los controladores de histéresis es redundante en un momento dado. Aunque las corrientes alternas por la carga sumen cero, los controladores no pueden asegurar que todas las corrientes de línea por la carga cuenten con una componente continua igual a cero durante cada ciclo.

b).- Control Lineal de inversores VSI.

Los controladores proporcionales P y proporcionales-integrales PI también se pueden utilizar en los inversores en fuente de tensión VSI. El propósito principal es generar las señales moduladoras V_{ca} , V_{cb} , y V_{cc} mediante bucle cerrado, como se representa en la figura 4.37. Las señales moduladoras obtenidas pueden ser después usadas mediante una técnica basada en portadora, como puede ser el PWM senoidal (como se representa en la parte derecha de la misma figura 4.37, donde la moduladora V_{ca} se compara con una portadora V_{Δ} triangular), o mediante una técnica basada en modulación vectorial espacial. Debido a que las corrientes de línea en la carga suman cero, las referencias actuales de las corrientes de línea en la carga deben sumar también cero. Por ello, la transformación de Clark $abc/\alpha\beta\gamma$ puede usarse para reducir a dos controladores el esquema total, ya que la componente γ siempre es cero. Esto además evita los ciclos límite en las corrientes alternas por la carga.

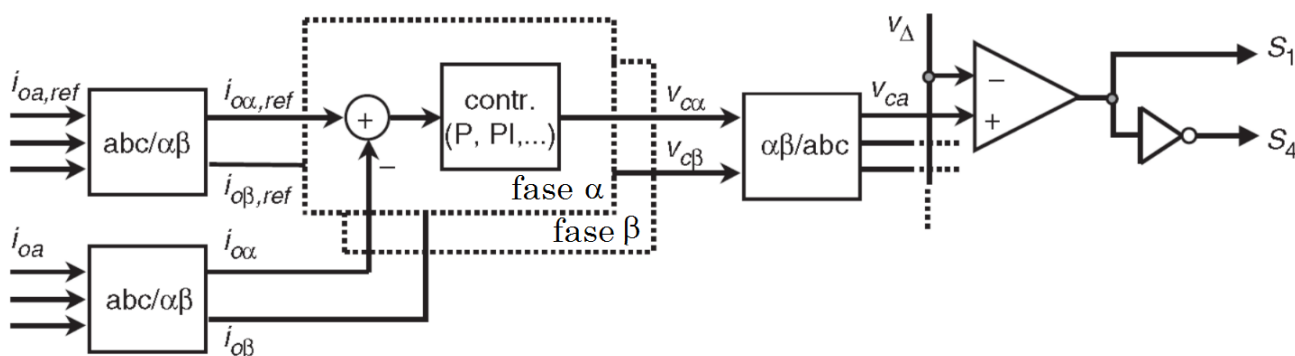


Figura 4.37 Realimentación *feedback* basada en controladores lineales en inversor VSI [RAS11].

El error entre la corriente realmente medida i_{oa} y la referencia de corriente alterna de línea $i_{oa,ref}$ (figura 4.37) es inherente a los controladores lineales y no puede eliminarse totalmente, pero puede minimizarse aumentando la ganancia del controlador. Sin embargo, el ruido en el

circuito también se incrementa, lo que podría deteriorar el rendimiento general del esquema de control. La presencia inherente de un error en este tipo de controladores se debe al hecho de que el controlador necesita un error sinusoidal para generar señales de modulación sinusoidales V_{ca} , V_{cb} , y V_{cc} , según lo requiera el modulador. Por lo tanto, debe existir un error entre las referencias actuales y las mediciones actuales de la línea de corriente alterna. Sin embargo, como los VSI controlados por corriente son en realidad bucles internos en muchas estrategias de control, sus errores inherentes son compensados por el bucle exterior. Este es el caso de los variadores ASD, donde el bucle externo de velocidad compensa los bucles internos de corriente. En general, si el bucle externo se implementa con cantidades de continua (como la velocidad), se pueden compensar los bucles internos de alterna (como las corrientes alternas de línea). Si fuera obligatorio obtener un error en el estacionario cero con las cifras de variables alternas, entonces una alternativa válida sería usar una transformación del estacionario (sistema de señales abc) a rotación (ejes o sistema dq) [RAS11].

La selección del controlador (P, PI, ...) se realiza de acuerdo con los criterios de control habituales, tales como el error en estado estacionario, el tiempo de establecimiento, el rebasamiento, etc. Aunque es difícil probar que no se generan ciclos límite, la corriente de línea alterna mantiene una forma bastante sinusoidal. Además, la tensión alterna de línea generada por el VSI también mantiene formas de onda similares a las generadas por los moduladores de SPWM. Esto se confirma al observar el espectro resultante, donde el primer conjunto de armónicos característicos puede estar alrededor de la frecuencia portadora normalizada y de sus múltiplos, como ocurriría en caso de usarse modulación SPWM, ya que el control lineal del inversor no afecta a la forma de modular que es independiente a dicho control, ni al espectro obtenido.

c).- Control lineal de inversores VSI en un sistema rotatorio.

La transformación dq rotatoria permite que los circuitos alternos trifásicos funcionen como si fueran circuitos de corriente continua. Esto se basa en la operación matemática de transformar un conjunto de variables del sistema estacionario abc en un conjunto de variables en el sistema de referencia giratorio $dq0$ (transformaciones sucesivas de Clark y de Park Park, tal como se describe en el anexo III) [PAT15b].

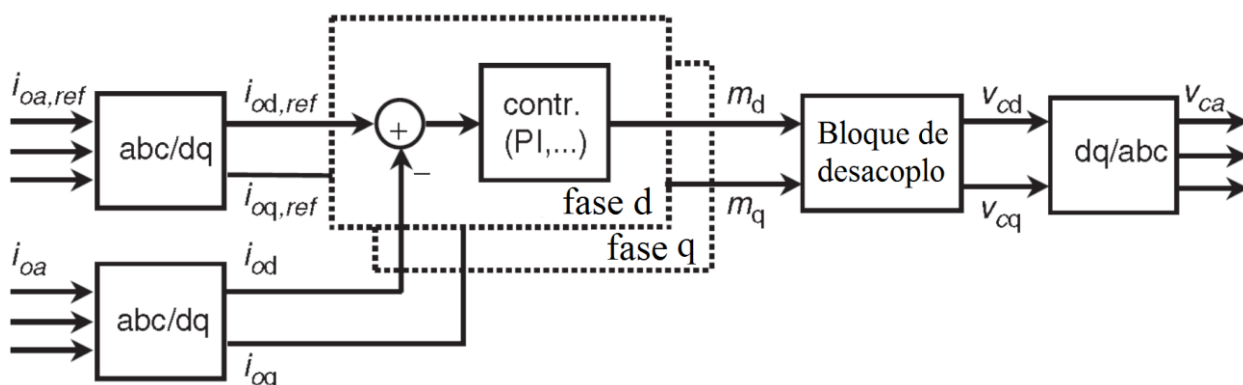


Figura 4.38 Realimentación *feedback* basada en transformación $dq0$ en un VSI [RAS11].

Utilizando las matrices adecuadas de transformación, se puede observar que las componentes $dq0$ resultantes son: una componente cero i_0 , que es siempre cero cuando las

corrientes trifásicas suman cero, y dos componentes d y q , (i_d , i_q), que son cantidades continuas. Por ello, la estrategia de control mostrada en la figura 4.38 es una alternativa en la que se ha eliminado el controlador de componente cero debido a que se ha supuesto que las corrientes de línea en el lado de carga suman cero, como ocurre en el caso frecuente de conexión de la carga en estrella con el neutro flotante.

Los controladores de la figura 4.38 incluyen un integrador que genera las salidas continuas apropiadas m_d y m_q incluso si las corrientes de línea realmente medidas y sus referencias fueran idénticas. Esto asegura que se obtenga un error cero en el estacionario. El bloque de desacoplamiento (*decoupling block*) de la misma figura se utiliza para eliminar el efecto de acoplamiento cruzado generado por la transformación $dq0$ y para permitir un diseño más fácil de los parámetros de los controladores.

La transformación $dq0$ precisa el uso intensivo de multiplicaciones y funciones trigonométricas. Estas operaciones pueden hacerse fácilmente por medio de procesadores digitales, aunque complican el cálculo respecto a otras técnicas de control. De nuevo, las señales moduladoras obtenidas mediante este control pueden ser después usadas para modular usando otras técnicas ya estudiadas como SPWM o modulación vectorial. La forma de modular posterior y el espectro resultante son independientes del anterior control lineal realizado.

Una clasificación más amplia de las técnicas de modulación por ancho de pulso, en virtud del tipo de control realizado en la modulación, se muestra en la figura 4.39, donde aparecen algunas de las técnicas en lazo cerrado que acabamos de comentar.

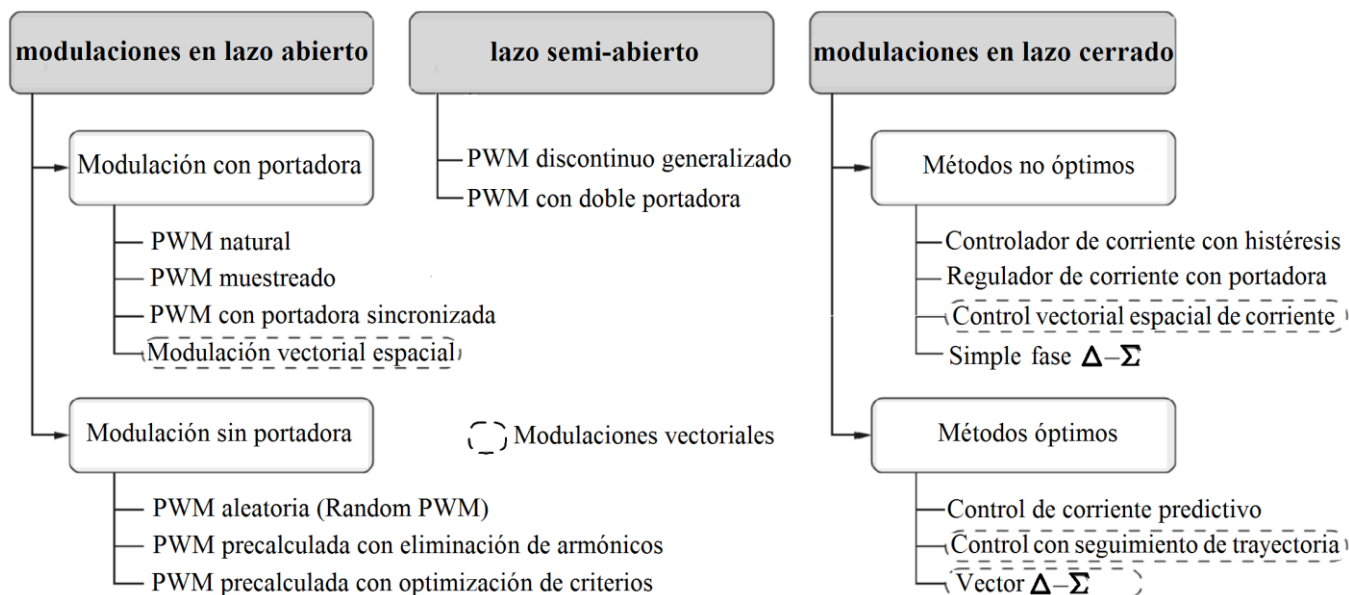


Figura 4.39 Clasificación de estrategias PWM para un inversor trifásico [PAT15b]

En actividades de investigación más recientes se ha creado otra categoría de estrategias mixtas, híbridas o semiabiertas, fundadas en el concepto de PWM basado en operadores. En este enfoque, los valores de referencia se establecen en un bucle abierto, pero la elección de un componente de secuencia cero y/o de portadora se realiza sobre la base de mediciones

(generalmente de corriente) [PAT15b]. Concretamente, en la anterior clasificación de la figura 4.39, figuran como técnicas de tipo lazo semiabierto (*Semi-open loop*) o sin llegar a realizar una regulación directa de la corriente de salida.

Entre estas últimas técnicas están las basadas en DPWM (*Discontinuous PWM*), que tratan de reducir las pérdidas por conmutación. Para ello se hace que uno de los tres semipuentes del puente inversor trifásico (el de mayor valor de la moduladora en ese momento) permanezca enclavado, en vez de conmutar todas y cada una de las tres ramas en cada ciclo como se haría con la modulación continua o CPWM. Por ejemplo, en la modulación vectorial espacial clásica, se requiere que los dos vectores nulos se utilicen para períodos de tiempo idénticos en cada período de conmutación. Esta elección arbitraria implica que cada semipunto se conmuta dos veces por período. Sin embargo, sería perfectamente posible utilizar sólo uno de los dos vectores nulos sin afectar a la tensión aplicada a la carga; este es el principio del PWM discontinuo [NGU11]. Esta no es realmente una estrategia de control en lazo abierto, ya que las señales de control dependen de una medición (en este caso, la de la corriente inyectada en cada uno de los semipuntos); pero tampoco es un enfoque verdaderamente en lazo cerrado, ya que las corrientes nunca son reguladas directamente.

Otras técnicas en lazo semiabierto emplean PWM basados en intersecciones senoidal-triangular clásicas, pero utilizan dos portadoras (opuestas) para cada uno de los tres semipuntos, mientras que el enfoque clásico utiliza una única portadora, con el objetivo de minimizar las corrientes en los condensadores del filtro de entrada al inversor.

Los métodos de control en lazo cerrado pueden dividirse también en técnicas óptimas y subóptimas. Las estrategias que se consideran óptimas son aquellas que combinan el aspecto vectorial del control (y por lo tanto utilizan un enfoque global para el control de los tres semipuntos) con control directo de los interruptores de potencia, sin el uso de PWM basado en portadora, que oculta el comportamiento instantáneo del convertidor proporcionando una visión promediada [PAT15b].

Entre las técnicas no óptimas o subóptimas están las basadas en control de corriente con histéresis, regulación de corriente con portadora (que es la misma que se acaba de ver como técnica *feedback* por control lineal de inversores VSI), control de corriente vectorial espacial (o técnica *feedback* por control lineal de inversores en un sistema rotatorio). Asimismo, técnicas como las denominadas *Single phase $\Delta - \Sigma$* y *Vector $\Delta - \Sigma$* en la anterior clasificación, son similares a las vistas anteriormente como técnicas *feedforward* aplicadas a PWM senoidal y a PWM vectorial, respectivamente. Otros de estos nuevos métodos presentan un control en lazo cerrado optimizado, usando por ejemplo control predictivo [HOL16].

4.2.5.- Efectos del uso del convertidor en el diagnóstico de fallos en motores.

Ya se ha mencionado a lo largo de este capítulo que, si la alimentación del motor se realiza mediante variadores de frecuencia, se introducen nuevos armónicos en los espectros de tensión y corriente del estator, originados por los armónicos introducidos en el motor como consecuencia del funcionamiento del variador y de las nuevas modulaciones interarmónicas con los armónicos ya existentes debidos a la red y al motor. Como además cada convertidor comercial puede presentar diferentes estrategias de modulación (PWM senoidal, asíncrona, en

lazo cerrado, etc.) y control (escalar, vectorial), distintas frecuencias de conmutación, valores de capacidades e inductancias de filtrado diferentes (el propio motor es en realidad una carga inductiva), el espectro de frecuencia resultante es notablemente diferente respecto al obtenido mediante la alimentación directa desde la red eléctrica. Este contenido armónico en tensión puede llegar a reflejarse en la corriente (y viceversa), llegando a dificultar por ello la detección de algunos indicadores de fallo basados en el análisis MCSA.

El convertidor de potencia introduce pues, de cara a la localización de fallos en motores usando análisis espectral, algunos inconvenientes: eleva el nivel de ruido, dificultando el reconocimiento de firmas o patrones característicos de los fallos del motor; la componente de frecuencia fundamental y sus armónicos pueden variar dinámicamente, en amplitud y fase, o sea, puede ser que la máquina de inducción no actúe en el estacionario el tiempo necesario para poder realizar medidas supuestamente periódicas; y los interarmónicos introducidos por el convertidor, algunos en la zona de bajas frecuencias, es posible que dificulten el análisis de las firmas reales indicativas de fallo [GAR13]. Dichos interarmónicos podrían tener mayores amplitudes que los indicativos de fallos y estar muy cercanos a éstos en frecuencia.

En el motor de inducción, la mayor parte de los fallos, y en concreto las barras rotas en el rotor, se manifiestan como un conjunto de bandas en torno al armónico fundamental y distanciadas de forma simétrica una separación que depende del deslizamiento (apartado 4.1). Esta característica o patrón se repite asimismo en torno a los armónicos temporales generados por el variador. El convertidor de potencia añade pues patrones de fallo nuevos que podrían hacer más fácil el diagnóstico. Incluso muchos de los armónicos e interarmónicos introducidos por el convertidor están en frecuencias altas cuya posición depende de la estrategia de control y modulación del convertidor, tal como se ha visto en este mismo capítulo, y en las que también se pueden reproducir las bandas laterales propias de avería. Todas estas bandas están muy cerca del fundamental y de sus armónicos, sobre todo a bajos deslizamientos, y su energía puede llegar a confundirse con la de éstos, por el problema de la fuga espectral propia de la transformada de Fourier (sin olvidar que los interarmónicos pueden incluso superponerse directamente sobre las bandas de fallo).

Por ello, algunos autores aconsejan, para el caso de detección de barras rotas mediante la técnica MCSA en motores de jaula de ardilla alimentados por variador, realizar los ensayos en el estacionario y mejor con motores de gran potencia; con un par constante de gran valor, (que provoque al menos un 35% del deslizamiento nominal del rotor a plena carga, para de este modo discriminar mejor las bandas laterales indicativas de fallo); y con una frecuencia de salida del convertidor también constante y cerca o mejor del valor de la de la red eléctrica (50/60 Hz), obviando así la sobremodulación, y evitando la compensación por deslizamiento que provocaría cambios en dicha frecuencia [ZHU13]. Asimismo, recomiendan utilizar el sobremuestreo, tanto para abarcar el alto rango de frecuencias propias de los convertidores (teorema de Nyquist), como para facilitar el filtrado *antialiasing* de las señales a tratar posteriormente, debido al alto ruido introducido por los variadores.

En conclusión, según el diagnóstico de averías en el motor, el variador de frecuencia introduce en el espectro de la intensidad un contenido armónico suplementario respecto a la alimentación desde red. Este hecho, en ocasiones obstaculiza la identificación de los patrones de fallo, especialmente en la etapa inicial de los fallos, pero, a la vez este contenido armónico añadido podría mostrar nuevos patrones de fallo no presentes cuando se alimentaba el motor con un variador distinto o con alimentación desde red.

Por lo tanto, el uso del convertidor de potencia presenta varias contrariedades, pero también aumenta la cantidad de firmas o patrones en el espectro de frecuencia que podrían favorecer la detección de la avería y su diagnóstico posterior. Si se pretende solventar los inconvenientes, se necesita incrementar la cantidad de patrones a observar (en los dominios temporal y también frecuencial) con objeto de garantizar una mayor eficacia en el diagnóstico de fallos [DUQ10] [GAR12] [DUQ15]. Precisamente uno de los objetivos de esta tesis doctoral es ampliar estos patrones añadiendo mediciones, que pueden estar basadas en normativas internacionales de medida de calidad de señales de la red eléctrica, y poder usar los parámetros así obtenidos (por ejemplo, valores eficaces de grupos y subgrupos promediados de armónicos e interarmónicos, tasas de distorsión, etc.) en una mejor caracterización y clasificación de los convertidores de frecuencia atendiendo a su contenido armónico, de cara al diagnóstico de motores (saber qué tipo de convertidor permitirá una mejor detección de fallos en los motores a él conectados), así como para conocer la calidad de la energía por ellos suministrada.

BLOQUE III
RESULTADOS.

CAPÍTULO-5

IMPLEMENTACIÓN de ALGORITMO de MEDIDA BASADO en NORMATIVA IEC y ADAPTADO a la MEDICIÓN de ARMÓNICOS en CONVERTIDORES.

En este capítulo 5 se describe y verifica el sistema de medida basado en la normativa, además de realizarse un estudio de la evolución de las agrupaciones armónicas en función de la posición relativa entre interarmónicos y armónicos, y su relación con el tiempo de agregación; incluyéndose asimismo ejemplos de evolución del tiempo de agregación necesario para distintos ensayos. A continuación, en el capítulo 6, se realiza el estudio empírico de las respuestas armónicas de varios variadores de frecuencia comerciales existentes en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Valladolid. Con estas pruebas se extraerá la máxima información sobre el comportamiento armónico de estos convertidores, realizando todas las medidas en las mismas condiciones de ensayo, para así poder compararlos, establecer sus diferencias y caracterizar mejor cada convertidor. El propósito final será la caracterización de varios convertidores comerciales, mediante una metodología de ensayos definidos (y unificados para todos los convertidores, por basarse en la normativa de medidas de calidad de la red eléctrica), de cara tanto a su uso en la detección de fallos en motores de inducción por ellos excitados, como a conocer la calidad de la energía por ellos suministrada.

5.1.- Necesidad de desarrollar un sistema propio de medida.

En capítulos anteriores se ha visto que los motores de inducción de jaula de ardilla podían presentar fallos como la rotura de barras de rotor, excentricidad, etc. La detección de estos fallos podía basarse en el análisis del espectro de frecuencia de la corriente del estator, apareciendo bandas laterales alrededor de la frecuencia fundamental y de algunos de sus armónicos. También se vio que los motores de inducción suelen ser excitados mediante variadores de frecuencia (formados por convertidores de potencia). Éstos actuaban como cargas no lineales que producían nuevas componentes armónicas e interarmónicas, que se sumaban a las ya existentes en la red y a las debidas al motor y sus posibles averías, pudiendo dar lugar a bandas de frecuencias laterales alrededor del fundamental y sus armónicos, que podían confundirse con las bandas laterales producidas por barras de rotor rotas.

Así pues, el principal cambio debido al convertidor era la introducción en el espectro de la señal de alimentación de un contenido armónico adicional, que podía dificultar el reconocimiento de las señales de fallo, pero también podría evidenciar nuevas señales de fallo no presentes antes sin el convertidor. Para ello es necesario ampliar el número de patrones o firmas en el espectro que puedan facilitar la detección del fallo y su posterior diagnóstico, añadiendo nuevas mediciones. Estas nuevas mediciones pueden estar basadas en normativas internacionales de medida de calidad de señales de la red eléctrica, así como otros métodos de

medida de armónicos, tal como se ha estudiado a lo largo de los capítulos 2 y 3. Por lo tanto se necesita desarrollar y validar un sistema de caracterización experimental de variadores de frecuencia comerciales, en base al contenido armónico de la energía por ellos suministrada, mediante un plan de ensayos definidos (y unificados para todos los convertidores, gracias a basarse en la normativa internacional de medidas de calidad de la red eléctrica); y poder de este modo conocer la calidad de la energía generada por cada tipo de fuente de alimentación ensayada, así como aplicar esta información en la detección de fallos en los motores de inducción utilizados.

Para realizar medidas cumpliendo las normativas internacionales existen equipos comerciales preparados para registrar perturbaciones en la red eléctrica, tanto eventos como variaciones entre las que se incluyen los propios armónicos originados por motores y convertidores. Estos equipos están orientados a realizar mediciones en el lado de la red eléctrica más que a la salida del convertidor. Por ello, una limitación de estos equipos medidores comerciales es la inflexibilidad del valor considerado como frecuencia fundamental, tomando siempre el de la red eléctrica a la entrada del convertidor y no considerando la variedad de frecuencias que permite obtener el convertidor en su salida. Otro inconveniente de estos equipos es la limitación de los valores máximos de las frecuencias por ellos medidas a rangos que quizás no recojan suficientemente el contenido armónico completo de la salida de los convertidores de frecuencia, ya que estos medidores comerciales están pensados para medir a su entrada o lado de la red de suministro. Y otras limitaciones pueden ser su rigidez a la hora de realizar las agrupaciones tanto espectrales como temporales, la no aclaración del método de análisis espectral ni frecuencia de muestreo que utilizan, etc.

Por todo lo anterior, otro de los objetivos es desarrollar un sistema flexible de medida y análisis espectral mediante un algoritmo propio que nos permita solventar las limitaciones y rigidez de los medidores comerciales que cumplen rigurosamente la normativa. Pero los equipos medidores comerciales siempre aportarán la ventaja de estar calibrados, homologados y de poder así medir basándose en la normativa, y no sólo armónicos sino además también otros tipos de perturbaciones presentes en las señales eléctricas. Por ello un medidor comercial será usado, como se verá al final de este capítulo en el apartado 5.5, para realizar algunas medidas de prueba y después poder compararlas con otras similares obtenidas mediante el sistema flexible que se propondrá. También serán usadas simulaciones y comparaciones de los resultados obtenidos con los indicados en ejemplos análogos expuestos en la propia normativa, para así completar la validación del equipo de medida y análisis. De este modo quedarán contrastadas las medidas realizadas sobre diferentes convertidores-cargas al haberse obtenido siempre con un mismo equipo de medida y un algoritmo basado en normativas internacionales que además unifique la forma de realizar todas estas pruebas.

5.2.- Descripción del sistema de medida.

El sistema de medida y análisis permitirá caracterizar los convertidores de frecuencia ensayados, tal como se describirá en el capítulo 6, atendiendo a su contenido armónico, dada la complejidad de realizar un estudio analítico determinístico de los diferentes espectros frecuenciales de las señales eléctricas suministradas por cualquier convertidor comercial, siendo necesario por ello realizar un estudio empírico mediante mediciones reales de dichas respuestas armónicas. La naturaleza no estacionaria de las señales se tratará de minimizar tomando medidas en condiciones quasi-estacionarias, (evitando el arranque, parada o cambios de par-velocidad), tras varios minutos de funcionamiento estable del conjunto convertidor-

motor. No obstante, debido a la posible variabilidad temporal de las señales proporcionadas por el convertidor (en amplitud, fase y frecuencia), es necesario obtener un compromiso entre la resolución espectral y la temporal a la hora de elegir la ventana o tiempo de muestreo durante el que se realizan las medidas. Por ello, en los capítulos 2 y 3 se realizó un estudio de las diferentes técnicas de análisis en tiempo-frecuencia que se utilizan en la actualidad en el tratamiento de este tipo de señales.

Se vio que una de estas técnicas podía ser la recomendada por la normativa específica de medida de calidad de señales eléctricas para el caso de armónicos e interarmónicos, según la cual se realizaban dos niveles de agrupamientos de medidas. Un primer nivel de agrupamientos era de frecuencias en grupos y subgrupos, armónicos e interarmónicos, con una resolución espectral fija de 5 Hz (tanto para suministros de 50 Hz como de 60 Hz, razón por la que se podría extender esta resolución a otras frecuencias similares generadas por el convertidor), o sea con ventanas de siempre 0,2 s [IEC08]. Y un segundo nivel de agrupamientos era en el tiempo, tomando sucesivas medidas hasta completar 3 s (15 mediciones de 0,2 s), que podrían ampliarse hasta otros niveles superiores en duración [IEC14]. Este grupo de tres o más segundos (hallado como la raíz cuadrada de la media de cuadrados de los grupos armónicos obtenidos en dicho tiempo) ya tendría en cuenta los sucesivos cambios en el tiempo que hubiera podido haber en la señal medida. Para los armónicos e interarmónicos altos la normativa recomendaba realizar agrupaciones más amplias (de 200 Hz), respetando siempre los 0,2 s-5 Hz de resolución, abarcando así los grupos de interarmónicos alrededor de los múltiplos de la frecuencia de conmutación ubicados en la zona de altas frecuencias.

5.2.1.- Principales características y mejoras respecto a medidores comerciales.

El hecho de basarse en normativas de medida de calidad de la energía no implica necesariamente usar los mismos valores de frecuencia fundamental (el convertidor puede y debe ser capaz de suministrar otras frecuencias, esa es una de las razones de su uso), ni de rango de frecuencias armónicas (en el caso de un convertidor los armónicos altos pueden superar ampliamente los 9000 Hz que se recomienda como límite superior en el anexo de la normativa IEC 61000-4-7), ni de incluso la cantidad de barras espectrales alrededor de cada grupo armónico. Podría incluso cambiarse el tiempo total de agregación (más de 3 s, por ejemplo, pero siempre cantidades de ese orden y múltiplos de la ventana básica de 0,2 s) o la forma de tratar las medidas en frecuencia (usando por ejemplo transformadas *wavelets* en vez de FFT) según se aclara en la propia normativa, pero respetando siempre la filosofía de agrupar en frecuencia y en tiempo con resoluciones similares a las comentadas. Este algoritmo propio de medición basado en normas IEC debe estar adaptado a medir en la salida de los variadores de frecuencia, puesto que puede ser más interesante medir entre el convertidor y su carga o motor, ya que esas señales serán las que luego se utilizarán en la detección de fallos. Esta orientación es diferente a la de medir a la entrada de los convertidores de cara a computar la distorsión que éstos introducen en la red, y por ello debe admitir diferente número de líneas espectrales en los grupos armónicos e interarmónicos a las necesarias si sólo pudiera trabajar con frecuencias de red.

El sistema propio de medida y análisis basado en las normativas ha sido por ello desarrollado para medir a la salida de los convertidores, ofreciendo en general mayor flexibilidad que los medidores comerciales de calidad de la red eléctrica. La mejora respecto de estos equipos ha consistido en aspectos tales como: la capacidad de sincronizar la ventana

de muestreo con una mayor variedad de valores de frecuencias fundamentales obtenidas a la salida del convertidor (no limitándose a 50 o 60 Hz); medir un mayor rango de frecuencias, incluidas las situadas por encima de los 9000 Hz (ya que los convertidores presentan frecuencias de conmutación y sus múltiplos más altas que las que habitualmente se miden en la red eléctrica); ampliar el número y forma de realizar las agrupaciones armónicas e interarmónicas; medir las nuevas tasas de distorsión, que pueden incluir interarmónicos; elegir tanto la resolución temporal y espectral deseada variando el tamaño de la ventana de muestreo como el número total de ventanas agregadas, adaptándolos a las peculiaridades concretas de las señales presentes a la salida de los convertidores.

Desarrollando un sistema propio de medida y análisis espectral, mediante un algoritmo basado en las normativas internacionales de medida de calidad de la red eléctrica, podrían obtenerse una serie de ventajas respecto a medir únicamente con un equipo comercial; como son la configuración de un modo flexible de los valores de diversos parámetros, que en los medidores comerciales suelen ser fijos. Concretamente, este sistema presenta las siguientes características que mejoran su comportamiento frente a otros equipos:

- Admite medidas para distintas frecuencias fundamentales, (siempre que las salidas de los convertidores ensayados presenten frecuencias múltiplos de una resolución básica Df configurable, cuyo valor típico es de 5Hz). Así pueden medirse señales de salida de variadores que no sean siempre de 50 Hz o de 60 Hz, como ocurre con todos los medidores de calidad de red comerciales. Para lograr esto, se reajusta el sincronismo de las medidas con el armónico fundamental presente en cada ensayo concreto, así como el consecuente cálculo del total de líneas espectrales y su distribución por agrupaciones según la distancia interarmónica dependiente de dicho fundamental.
- Elección de la resolución frecuencial Df y con ello del número de barras espectrales contenidas entre armónicos y en cada grupo y subgrupo armónico e interarmónico. Para lograrlo, puede configurarse la ventana de adquisición de datos tw y así su inversa o resolución Df .
- Frecuencia de muestreo F_s igualmente configurable.
- Tiempo total del segundo nivel de agrupamientos ajustable (más de 3 s, por ejemplo, pero siempre cantidades de ese orden y múltiplos de la ventana básica de $tw = 0,2$ s), como se expondrá en el apartado 5.4.
- El rango de frecuencias analizado y las frecuencias centrales de cada grupo armónico pueden ser modificadas. Este sistema soporta un mayor ancho de banda (hasta 20 kHz para las medidas de tensión).
- Obtención de magnitudes derivadas como son las tasas de distorsión armónica, de grupo y subgrupo (THD , $THDS$, $THDG$) y otras nuevas tasas de distorsión para diferentes rangos de frecuencias que mejoran y complementan a las anteriores. Todas ellas serán descritas en el apartado 5.3. Las tasas de distorsión definidas en la normativa miden la distorsión hasta sólo los 40 primeros armónicos (normas EN 50160 e IEC 61000-4-30); con el sistema propuesto éstas son completamente reconfigurables, habiéndose obtenido resultados hasta los 20 kHz.
- La normalización respecto al fundamental (que se hace al final, tras el reagrupamiento, como indica la norma (IEC 61000-4-7-2004, pag. 15) es configurable, así como la posibilidad de representar o no el armónico principal para obtener así un mejor escalado.

- Uso de ventanas rectangulares de adquisición sincronizadas con el armónico principal presente en cada medida ensayada, usando para ello como señal de referencia una de las tensiones de fase, que es filtrada adecuadamente para extraer su fundamental. No ha sido necesario el uso de interpolaciones ni otras modificaciones de las señales medidas, gracias a la utilización de una frecuencia de muestreo lo suficientemente alta.

Otra ventaja es la mayor capacidad de almacenamiento de los discos duros, y su tratamiento posterior con la potencia de cálculo y flexibilidad de un ordenador personal que no permite el medidor comercial. Todas estas mediciones podrán hacerse tanto para señales de corriente del estator como de tensiones entre fase y neutro del motor, de cara al análisis espectral de firmas o patrones tanto con corriente (técnicas MCSA) como con tensión.

Parámetros configurables.

Para conseguir las anteriores características, el algoritmo de análisis dispone de una serie de parámetros configurables por software, entre los cuales estos son los principales:

- F_s o frecuencia de muestreo, definida en 80 kS/s y no modificable para los ensayos realizados para esta tesis, ya que sus señales han sido muestreadas a esta frecuencia.

- Frecuencia de conmutación F_c del convertidor (depende de cada ensayo y configuración), que, como se verá en el capítulo 6, para los variadores y ensayos usados en esta tesis puede ser de 3, 4, 5, y 10 kHz. Para el caso de alimentación de red y para algunas formas de modulación aleatoria del variador Altivar es irrelevante el valor de F_c .

- Frecuencia superior de la zona armónica o de bajas frecuencias F_{sup} , considerada de 40 veces el valor de la frecuencia fundamental F_n de cada ensayo, por lo que es variable dependiendo del valor de cada frecuencia fundamental. Como en los ensayos realizados se ha trabajado desde $F_n = 40$ Hz hasta $F_n = 60$ Hz, a intervalos de 5 Hz, el rango armónico ha ido desde cero hasta 1600 Hz (para $F_n = 40$ Hz) llegando a alcanzar como máximo los 2400 Hz (para $F_n = 60$ Hz).

- Frecuencia superior de la zona de altas frecuencias, F_{sup2} , considerada por defecto de 20 kHz. Dado que la frecuencia de muestreo utilizada para los ensayos ha sido de $F_s = 80$ kHz, en realidad podría considerarse F_{sup2} hasta los 40 kHz (por encima de esta frecuencia se produciría *aliasing*). Pero debido al bajo ancho de banda real de los sensores de efecto Hall de las entradas medidoras de tensión (en torno a los 20-25 kHz), a la peor relación señal/ruido presente en la zona de altas frecuencias, y al propio ruido reflejado por *aliasing* desde la zona inmediatamente superior a 40 Hz, resulta más conveniente rebajar esta cantidad teórica de 40 kHz hasta otra frecuencia superior más real como pueden ser 20 kHz, que por otra parte son más que suficientes para abarcar las zonas de altas frecuencias debidas a los múltiplos de la frecuencia de conmutación de los variadores utilizados. Según el valor de la frecuencia fundamental F_n presente en cada ensayo, el rango de altas frecuencias también ha variado en la misma medida, comenzando en F_{sup} como límite inferior de esta amplia zona de altas frecuencias (que oscila desde 1600 Hz, para una F_n de 40Hz, hasta los 2400 Hz para un fundamental a la salida del variador de 60 Hz) y llegando hasta una F_{sup2} constante (de 20 kHz como valor habitual en los cálculos).

- Tamaño de cada grupo de altas frecuencias D_{HF} de 200 Hz por defecto tal como se indica en el anexo de la norma IEC 61000-4-7.

- Tamaño de la ventana de muestreo tw y resolución frecuencial Df asociada a ella. Se ha elegido el valor señalado en la normativa IEC, (en concreto en las normas IEC 61000-4-7 y 61000-4-30), de $tw = 0,2$ s; por lo que la resolución obtenida es $Df = 5$ Hz. Hay que decir que éste es el valor teórico recomendado, pero es más importante conseguir que haya siempre un número entero de periodos del fundamental y de sus armónicos dentro de la ventana de adquisición tw ; por lo que en la práctica, se verá que esta cantidad no tiene por qué ser exactamente de 0,2 s. También en otras normativas se vio que esta cifra podría ir desde los 0,1 s para señales con cambios rápidos hasta los 0,5 s para señales más estables, todas ellas medidas en la red eléctrica y no directamente en la salida de variadores de baja potencia excitando motores de inducción, como los ensayados en esta tesis; por lo que las resoluciones también podrían modificarse desde los 10 Hz hasta los 2 Hz, respectivamente.

- Tiempo total de agregación Tw , siempre múltiplo de la ventana tw adoptada como de adquisición para cada cálculo de la DFT. Sobre la elección de este tiempo se han descrito en el capítulo 2 los valores recomendados en la normativa, que van desde los 3 s hasta las 2 h; y otros intermedios propuestos en la literatura [BOL06], como por ejemplo de 1 minuto. En el apartado 5.4 se estudiará la influencia de este valor de agregación temporal en la minimización de los efectos de la fuga espectral principalmente, junto con la reducción del ruido y del volumen de datos considerados. Como los ensayos realizados han alcanzado hasta el minuto de adquisición en algunos casos (sin contar el tiempo dedicado a estabilizar las medidas), y el menor de los tiempos recomendados es de 3 s, se decidió variar este tiempo total de agregación desde los 3 s hasta los 60 s, que es el máximo disponible. En el apartado 5.4 se usan estos y otros tiempos, con objeto de entender mejor el desarrollo de la explicación; pero en los resultados prácticos obtenidos, que se presentarán en el capítulo 6, los valores usados han sido de $Tw = 9,2$ s. Este valor cumple la condición de poderse aplicar a todos los ensayos (los más cortos fueron de 10 s) y ser múltiplo de $tw = 0,2$ s (y también de 0,4 s, valor que podría usarse en un futuro como nueva ventana de adquisición, con una resolución asociada de 2,5 Hz). Realmente en los ensayos realizados se han capturado tiempos algo mayores, con objeto de tener algo más de margen de error (para obviar, por ejemplo, los primeros valores, aún inestables, de la señal de referencia empleada en el sistema de sincronismo por detección de cruces por cero, debido al retardo inicial introducido por el filtro digital paso bajo usado para ese fin). Además, debe tenerse en cuenta que el valor real de la ventana tw , conteniendo un número entero de periodos de la Fn realmente medida, puede ser algo mayor al teórico recomendado en la normativa (0,2 s) y con ello el conjunto de ventanas sucesivas tw que conforman el tiempo total de agregación Tw también puede verse incrementado; por lo que es bueno tener algo más de margen en el tiempo total disponible de la captura de datos verdaderamente realizada.

- Otro parámetro, derivado de los anteriores, sería el total de ventanas tw consecutivas que se van a agregar temporalmente, $JJ_total_agregac$ (hallado como el cociente entre el tiempo total de agregación Tw y la duración de cada ventana tw , por lo que su valor habitual por defecto será de $9,2 \text{ s}/0,2 \text{ s} = 46$). El total de barras espectrales, $totbarras$, obtenidas mediante la aplicación de la DFT sobre la señal a analizar muestreada durante la ventana básica de duración tw (0,2 s) será igual al cociente entre la frecuencia más alta considerada ($Fsup2 = 20$ kHz) y la resolución o espaciado entre barras espectrales, ($Df = 5$ Hz por defecto, por lo que $totbarras$ resulta ser de $20 \text{ kHz}/5 \text{ Hz} = 4000$). De igual forma, el total de armónicos considerados dentro de la zona armónica (desde cero hasta $Fsup$), será por defecto de $totharm = 40$.

5.2.2.- Diagrama de bloques.

Todos los ensayos, realizados de forma específica para esta tesis y que se describirán en el capítulo 6, han sido posibles gracias a los equipos disponibles en el Laboratorio del Departamento de Ingeniería Eléctrica en la Escuela de Ingenierías Industriales de la Universidad de Valladolid. Concretamente, el sistema de medida desarrollado está especialmente diseñado para muestrear y tratar señales eléctricas como las presentes a la salida de un variador de frecuencia, (o bien desde la red eléctrica, si se alimenta directamente desde ella), que excite un motor de inducción conectado en estrella y cuyo eje se une a un freno magnético que actúe como carga mecánica. Para ello se dispone de un ordenador personal de sobremesa, con una tarjeta de adquisición de datos interna, de un módulo externo de adaptación o interfase entre el equipo ensayado y el sistema de medida, así como de un sensor óptico medidor de la velocidad del motor; tal como se indica en la figura 5.1. La velocidad medida es estimativa y nos sirve para hacer un cálculo aproximado del deslizamiento del motor en cada ensayo realizado con el equipo.

Las señales de salida de los variadores formadas por las tres tensiones de fase (con el neutro de la conexión en estrella del motor aislado de la toma media de batería del variador), y por las tres intensidades de línea, han sido muestreadas y digitalizadas mediante una tarjeta de adquisición *PCI6250* de *National Instruments*. El paquete software *Matlab* es usado tanto para el control de la adquisición y almacenamiento en disco duro de las medidas de las señales como para el posterior análisis y tratamiento de los datos resultantes. La tarjeta de adquisición permite realizar la conversión analógico-digital de hasta las 6 señales medidas simultáneamente (realmente dispone de un único circuito integrado conversor y se realiza un multiplexado en el tiempo, con una frecuencia de muestreo realmente seis veces mayor a la observada en cada canal de medida). Concretamente, la tarjeta se configuró para muestrear a 80 kS/s por canal, durante ensayos de entre 10 y 60 s, con 16 bits de precisión.

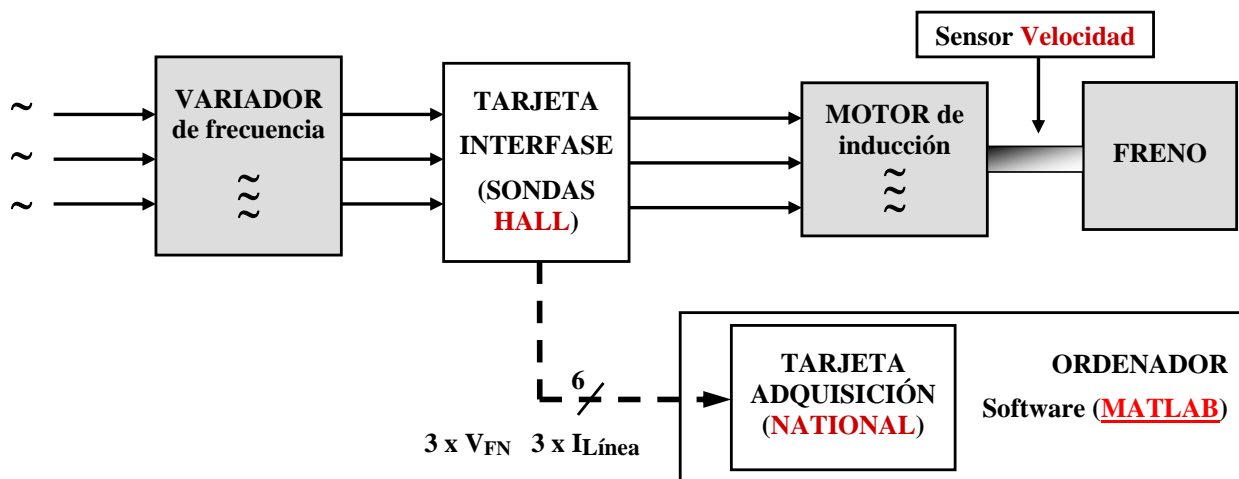


Figura 5.1 Diagrama de bloques del sistema de medida y análisis basado en la normativa.

La necesidad de utilizar una frecuencia de muestreo elevada se debe por una parte a que para obtener la atenuación adecuada del ruido reflejado por *aliasing* desde la zona de altas frecuencias, «el instrumento puede muestrear la señal de entrada a una frecuencia mucho mayor que el margen de medida», tal como se indica en la propia normativa (IEC 61000-4-7-2004, pag. 18). Otro motivo es mejorar la precisión en el muestreo de la señal, además de reducir la fuga espectral producida por los errores de sincronismo entre la ventana

de adquisición y los armónicos en ella contenidos, sin necesidad de usar interpolaciones ni frecuencias de muestreo variables. Esta frecuencia relativamente alta de muestreo además se necesita para poder cubrir la amplia gama de frecuencias de salida de los convertidores lo que, junto con la flexibilidad en el cálculo de bandas anchas de frecuencias que permite la DFT, hace que esta elección sea adecuada para el propósito de esta tesis de caracterizar distintos convertidores midiendo el contenido armónico de sus salidas. Esta alta tasa de adquisición eleva no obstante la cantidad de datos necesarios para realizar después cada DFT; pero el uso de ventanas de tiempo cortas (de 0,2 s), hace que esta cantidad de muestras finalmente no sea demasiado elevada y pueda mantenerse la frecuencia de muestreo original, (con 80 kS/s, en unos 0,2 s se tratan unos 16000 puntos por ventana de adquisición).

El módulo externo está constituido por una tarjeta de interfase, adaptación o acondicionamiento entre las señales medidas y la tarjeta de adquisición interna al PC. Esta tarjeta de interfase dispone de sensores de efecto Hall para captar las medidas de tensión y de intensidad, dotados de un amplio ancho de banda e incluyendo la medida de posibles componentes continuas, con hasta un total de 6 entradas para admitir igual número de medidas simultáneas. Asimismo, adapta las impedancias entre los equipos ensayados y las entradas a la tarjeta de adquisición, así como protege y aísla galvánicamente esta última tarjeta, separando las tensiones de referencia de todas las señales medidas de la tensión de cero voltios del sistema de adquisición, y evitando así posibles componentes en modo común.

La figura 5.2 muestra el banco de ensayos completo. Éste está formado por el equipo ensayado, (constituido por el motor, su freno o carga mecánica, y su variador o fuente de alimentación), y por el sistema de medida y análisis basado en la normativa, (compuesto a su vez por ordenador personal y tarjeta de adquisición integrada, módulo de interfase basado en sondas *Hall*, y medidor de velocidad). El software o algoritmo desarrollado en esta tesis para el análisis y tratamiento de la información de las señales medidas, queda ubicado dentro del ordenador personal, haciendo uso del paquete software *Matlab R2013b*.

Las sondas *Hall* utilizadas en la tarjeta de interfase son de *LEM*, modelos *LA100-P* y *LV25-P*, para medir intensidad y tensión, respectivamente. No se ha tenido en cuenta, al realizar el posterior tratamiento de los datos adquiridos mediante el algoritmo o software desarrollado con *Matlab*, el contenido armónico de las señales medidas por encima de 20 kHz, debido a la más limitada respuesta en frecuencia de las sondas *Hall* de tensión; como tampoco se ha considerado la componente continua, ya que acumula los errores por *offset* de todo el sistema de medida. Cada sonda tiene un lado primario donde se conectan los terminales cuya señal se quiere medir. La figura 5.3 muestra el detalle de la conexión de ambos tipos de sensores de efecto Hall, donde la sonda de tensión requiere de una resistencia limitadora (*RI*) en serie con el circuito primario. Normalmente se elige *RI* para que pueda circular una corriente del orden de sólo unos mA por el primario del sensor de tensión. La máxima precisión se obtiene cuando esta corriente se aproxima a los 10 mA, para el caso de este sensor *LV25-P*. La resistencia serie *RI* se calcula para que, a la máxima tensión que se va a medir, la corriente que circule por el primario del sensor sea precisamente de 10 mA. La salida del sensor es otra corriente, denominada secundaria, que es proporcional a la señal de entrada y que se hace circular por otra resistencia externa R_M para efectuar la medida. Según el valor de la resistencia *RI* pueden soportarse diferentes rangos de tensiones, y este valor afecta además al ancho de banda real que admite el sistema completo (ya que el resto de dispositivos presentan una mucho más amplia respuesta en frecuencia, llegando incluso a los 2 MHz en el caso de las tarjetas de adquisición de *National*), como se verá seguidamente.

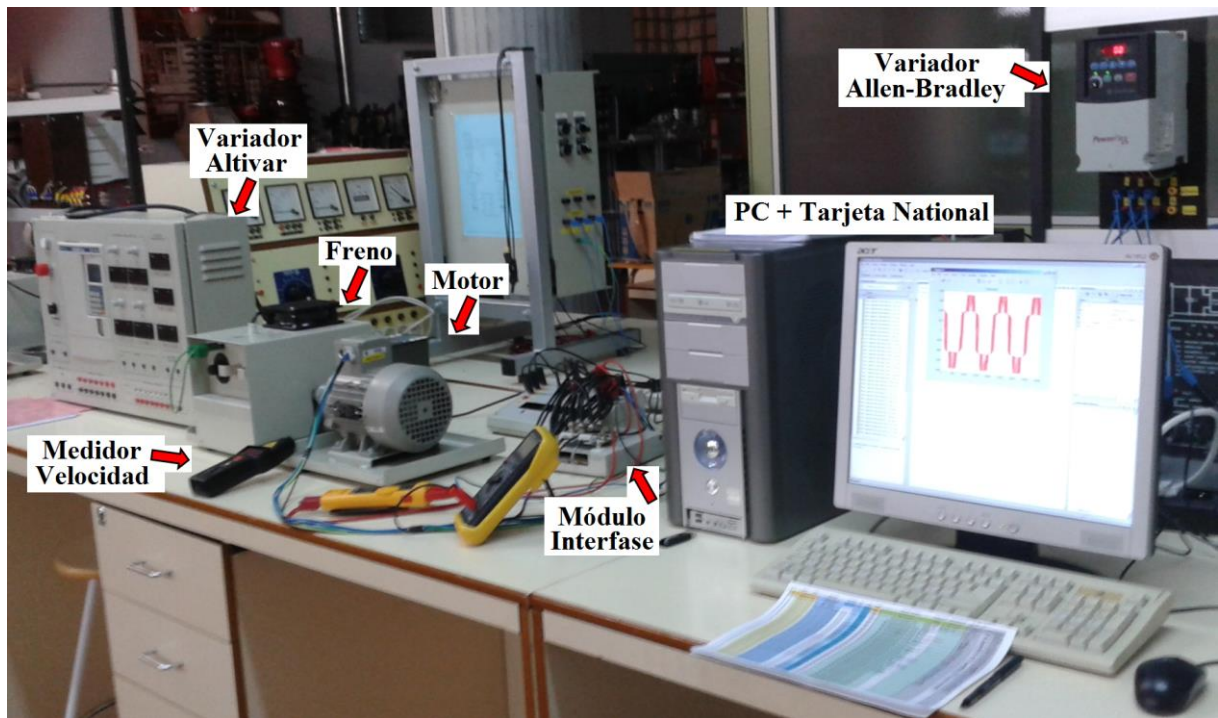


Figura 5.2 Banco de pruebas completo, formado por el equipo a ser ensayado (motor, su alimentación y su carga) junto con el sistema de medida y análisis.

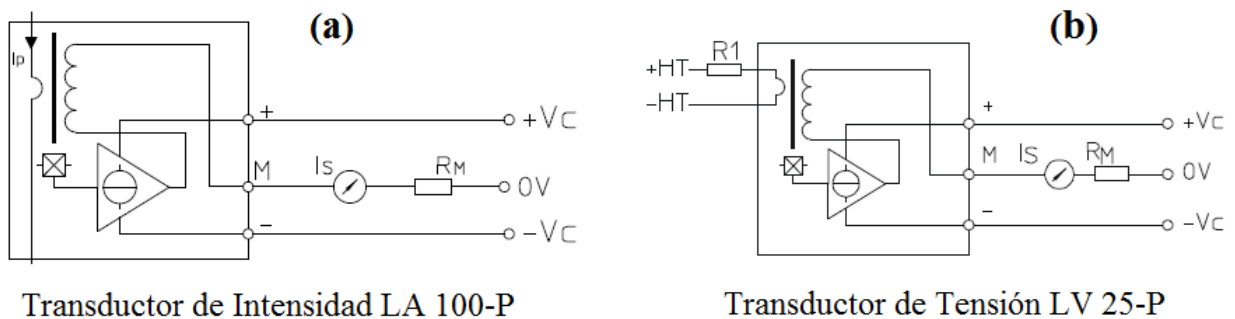


Figura 5.3 Detalle de conexión de sensores de efecto Hall de intensidad (a) y tensión (b).

Así pues, como se precisa medir los armónicos e interarmónicos de altas frecuencias introducidos por los convertidores de salida de los variadores de frecuencia, se hizo necesario comprobar que el ancho de banda del sistema completo de medida era el adecuado:

- El ancho de banda de la tarjeta adquisición *PCI6250* de *National Instruments* es de 2 MHz, (verificado experimentalmente hasta los 200 kHz, mediante medidas reales usando un generador de señal y osciloscopio, del mismo modo que se detalla a continuación para la medida del ancho de banda de las sondas *Hall*).
- Ancho de banda de la tarjeta de interfase adaptadora de medidas (compuesta por las sondas *Hall* y sus amplificadores):

- Las sondas *Hall* de corriente disponen de hasta 200 kHz de ancho de banda, por lo que no suponen ninguna limitación para el rango que necesitamos medir.
- Sin embargo, se observa que a altas frecuencias las sondas *Hall* de tensión atenúan la señal. Y además esta atenuación depende del factor de escala utilizado (mediante la resistencia serie R1) según las entradas sean de tensiones bajas (hasta 100 V) a más altas (600 V, que es la que usaremos).

Para verificar esto último se conectó un generador de señal (*Hameg HM8130*) a una de las entradas de tensión de la tarjeta de interfase, con un valor de la resistencia limitadora R1 adecuado para medir un rango como el que se usará después en los ensayos (de hasta 600 V de pico). Se utilizó un osciloscopio (*Hewlett-Packard 54510A*) para medir tanto a la entrada de la sonda *LEM* de tensión como a la salida correspondiente de la tarjeta de interfase (incluyendo así también el ancho de banda del amplificador de la sonda *LEM*). Las tensiones y frecuencias aplicadas mediante el generador a la entrada de la sonda de tensión, junto con la tensión medida a su salida y ganancia resultante se muestran en la tabla 5.1.

Tabla 5.1 Medidas realizadas para comprobar ancho de banda de sondas Hall de tensión.

Frecuencia	Entrada	Salida	Sal / Ent
10 Hz	19,70 Vpp	19,7000 Vpp	1,00
100 Hz	19,78 Vpp	19,7015 Vpp	0,9960
1,0 kHz	19,83 Vpp	19,5533 Vpp	0,9860
2,0 kHz	19,80 Vpp	19,1437 Vpp	0,9669
3,0 kHz	19,72 Vpp	17,0336 Vpp	0,8638
4,0 kHz	19,50 Vpp	18,3582 Vpp	0,9414
6,0 kHz	19,50 Vpp	17,8324 Vpp	0,9145
8,0 kHz	19,50 Vpp	17,3654 Vpp	0,8905
10,0 kHz	19,50 Vpp	16,9809 Vpp	0,8708
15,0 kHz	19,50 Vpp	15,8746 Vpp	0,8141
20,0 kHz	19,50 Vpp	14,4129 Vpp	0,7391
25,0 kHz	19,50 Vpp	13,0691 Vpp	0,6702
30,0 kHz	19,50 Vpp	11,0557 Vpp	0,5670
35,0 kHz	19,50 Vpp	9,0372 Vpp	0,4634
39,0 kHz	19,50 Vpp	8,1670 Vpp	0,4188
40,0kHz	19,50 Vpp	6,9071 Vpp	0,3542

Puede observarse que la frecuencia de corte se sitúa entre 20 y 25 kHz, aunque ya con 8 kHz la ganancia se ve reducida a un 90%. Como la frecuencia de muestreo es de 80 kHz y por tanto la frecuencia de Nyquist de 40 kHz, se observa que a 40 kHz la ganancia es de tan sólo 0,354 y los armónicos por encima de estas frecuencias se ven fuertemente atenuados, evitando de este modo el reflejo o *aliasing* hacia las frecuencias bajas (las sondas *Hall* de tensión sirven así en cierta medida como filtro *antialiasing*).

La descripción de los variadores de frecuencia, motores de inducción, cargas conectadas y resto de detalles del equipo bajo test utilizado en los ensayos se desarrollará al comienzo del capítulo 6, dedicado precisamente a analizar los resultados de dichas pruebas de cara a caracterizar el comportamiento armónico de estos equipos.

5.2.3.- Algoritmo de análisis basado en la normativa.

En este apartado se va a describir con más detalle cómo se ha diseñado el algoritmo o *software* de nuestro sistema de medida, que se basa tanto en muchas de las consideraciones de apartados anteriores como en el desarrollo de nuevos parámetros y tasas de distorsión, adaptadas a las necesidades de las medidas a la salida de los variadores, y que se expondrán más adelante.

5.2.3.1.- Descripción general y diagramas de flujo.

En el diagrama de flujo principal de la figura 5.4 se describen las más importantes etapas en las que se divide el algoritmo de análisis basado en la normativa desarrollado en esta tesis.

En primer lugar, se realizan las inicializaciones de varios parámetros importantes como son la frecuencia de muestreo F_s (80 kHz), la frecuencia de conmutación F_c del convertidor (que depende de cada ensayo y configuración del variador), la frecuencia superior de la zona armónica o de bajas frecuencias F_{sup} (por defecto de 40 veces el valor de la frecuencia fundamental F_n de cada ensayo), la frecuencia superior F_{sup2} de la zona de altas frecuencias (20 kHz por defecto), el tamaño de cada grupo de altas frecuencias D_{HF} (de 200 Hz), el tamaño de la ventana de adquisición tw (0,2 s) y su inversa o resolución frecuencial Df (5 Hz), y el tiempo total de agregación T_w (9,2 s). De aquí se obtienen ya otros parámetros derivados de los anteriores como son el número total de ventanas consecutivas que se van a agregar temporalmente, $JJ_{total_agregac}$, y el total de barras espectrales, $totbarras$, contenidas dentro del rango de frecuencias analizado (de cero a F_{sup2} Hz) y separadas por la resolución básica Df .

Una vez cargado el fichero que contiene la información de las señales capturadas durante el ensayo que se va a analizar, la frecuencia fundamental de las señales consideradas, F_n , se detecta de forma automática mediante una primera aplicación de la DFT usando un tiempo alto de muestreo (10 s), y consecuentemente una gran resolución frecuencial (0,1 Hz), simplemente buscando la barra espectral de mayor amplitud. Este valor de F_n no tiene en cuenta las consideraciones sobre la no estacionariedad de este tipo de señales de alimentación de motor desde variador, al haberse obtenido con una buena resolución frecuencial pero no temporal; pero es suficiente para, con este valor provisional de F_n , poder calcular ya el número de barras espectrales WW existentes entre armónicos o múltiplos de F_n (que es el mismo que el número de periodos de F_n para obtener la ventana tw más cercana a 0,2 s). Por ejemplo, para una F_n de 45 Hz, el número de barras espectrales es de nueve ($9 \times 5 \text{ Hz} = 45 \text{ Hz}$) o son necesarios nueve periodos de 45 Hz para alcanzar los 0,2 s (hallados como el inverso de $Df = 5 \text{ Hz}$). El valor del número de barras espectrales WW se obtiene como el cociente entre la recién calculada F_n y el valor considerado de Df , de habitualmente 5 Hz; y, para los ensayos realizados en esta tesis, oscila entre $WW = 8$ (para una F_n de 40 Hz) y $WW = 12$ (para un fundamental de 60 Hz). Debe recordarse que el algoritmo, a diferencia de los equipos de medida comerciales pensados para analizar sólo señales presentes en la red, con frecuencias fijas, es capaz de adaptarse a la frecuencia de salida de la red o del variador analizado (aunque siempre en cantidades múltiplos de la resolución Df de 5 Hz).

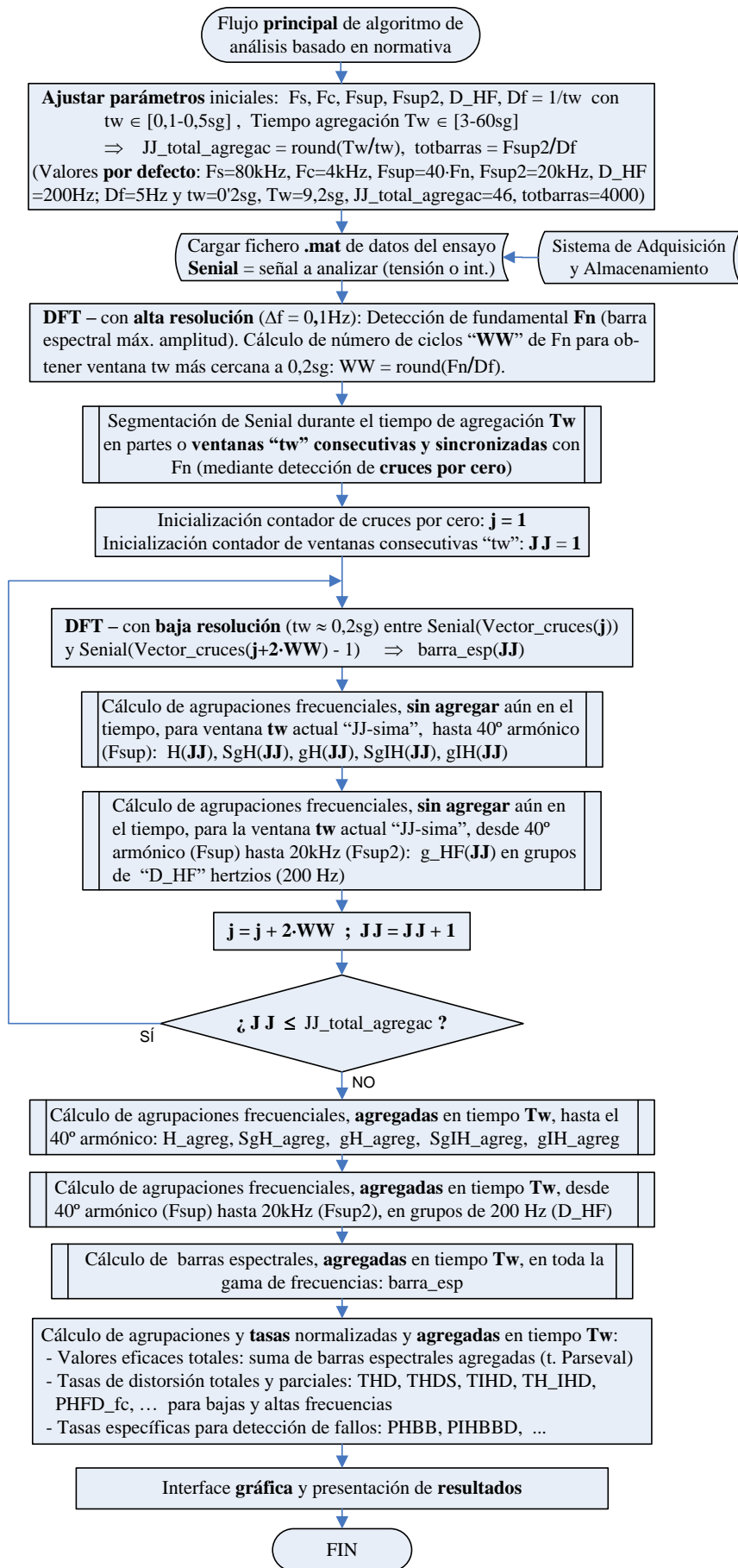


Figura 5.4 Diagrama de flujo principal del algoritmo de análisis basado en la normativa.

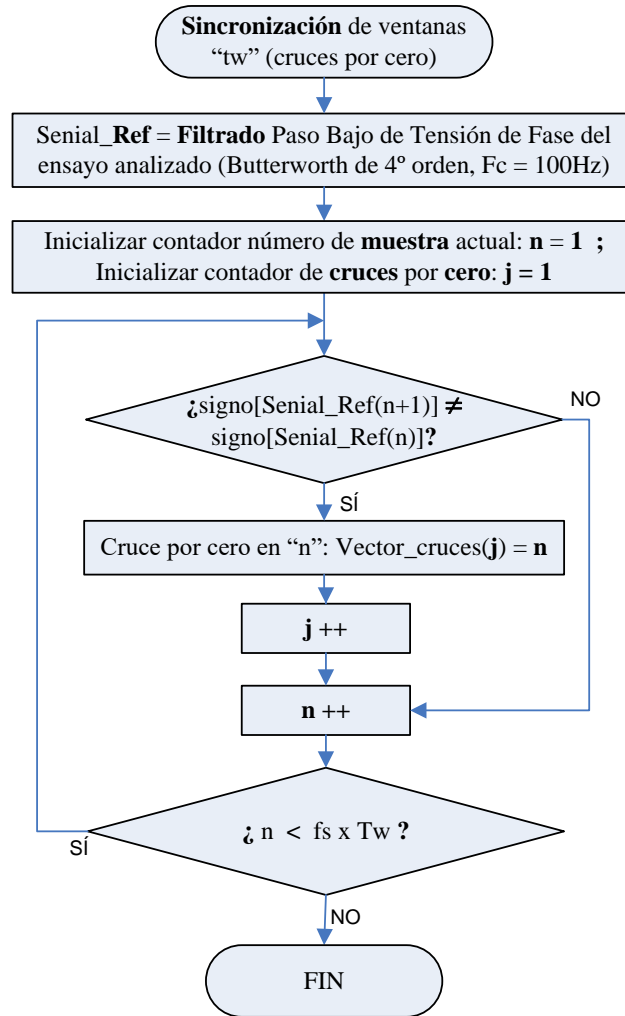


Figura 5.5 Flujo del método de segmentación de la señal analizada, durante el tiempo total de agregación T_w , en partes o ventanas tw consecutivas y sincronizadas con F_n (mediante detección de cruces por cero).

El siguiente paso es la división o segmentación del tiempo total de agregación T_w en ventanas consecutivas de tamaño tw (de 0,2 s aproximadamente) y síncronas con el periodo del armónico fundamental, con objeto de poder aplicar a continuación transformadas DFT sobre cada una de ellas, respetando así el compromiso entre resolución temporal y frecuencial buscado para este tipo de señales pseudo-estacionarias. Para ello bastará con almacenar en un vector de cruces por cero las posiciones o muestras de la señal original analizada donde comiencen los periodos de su frecuencia fundamental (como ocurre, por ejemplo, cada dos cruces por cero en una señal senoidal). Este vector se utilizará a continuación para direccionar las muestras de la señal en los instantes de comienzo y fin de cada ventana básica tw sucesiva. En el diagrama de flujo de la figura 5.5 se detalla más este proceso, comenzando por un filtrado paso bajo digital de la señal utilizada como referencia, (de tensión mejor que de intensidad, por su mayor amplitud y menor presencia de ruidos e interarmónicos espurios alrededor del fundamental que pudieran dar lugar a falsos cruces por cero), con objeto de usar la parte más limpia posible que contenga al armónico fundamental. Recorriendo cada una de las muestras n de esta señal de referencia, en un bucle que abarque las $F_s \times T_w$ muestras totales consideradas, se observan aquéllas cuyos valores difieran en el signo respecto a las

siguientes como las muestras en las que se producen los cruces por cero. Esta intersección con el valor nulo realmente se produce en un punto intermedio entre ambas muestras entre las que cambia el signo, pero, gracias a la elevada frecuencia de muestreo utilizada, este error es muy pequeño, de un máximo de $1/80.000$ s; por lo que no es necesario realizar una interpolación para mejorar la obtención del punto exacto de cruce por cero.

Una vez fraccionado el tiempo total de agregación T_w en ventanas cortas t_w , se aplican sobre estas últimas sucesivas transformadas de Fourier. Estas segundas transformadas DFT, de baja resolución frecuencial (pero alta temporal, por el bajo valor de la duración de las ventanas t_w analizadas), son las que realmente calculan las barras espectrales separadas 5 Hz, (o la cantidad más próxima, dependiendo de la tolerancia de la frecuencia obtenida a la salida de los variadores, que siempre se ha buscado múltiplo de esta cantidad), con las que luego posteriormente se van a calcular todas las agrupaciones frecuenciales y tasas de distorsión. La primera vez que se aplicó la DFT de alta resolución frecuencial fue sobre toda la ventana de adquisición aún sin segmentar (aún no se podía hacerlo al desconocer cuántos periodos del fundamental debía contener cada ventana corta t_w) y se hizo para hallar un valor aproximado de F_n y con ello poder calcular el total de barras espectrales WW o periodos de F_n dentro de la ventana básica t_w de muestreo.

El cálculo de las agrupaciones frecuenciales armónicas o de bajas frecuencias, sin agregar aún en el tiempo, (armónico puro H , subgrupo armónico SgH , grupo armónico gH , subgrupo interarmónico $SgIH$ y grupo interarmónico gIH) se hace usando estas barras espectrales separadas 5 Hz, tal como se ha descrito en el capítulo 2, con la ventaja de poder abarcar mayor rango de frecuencias si así se deseara (de hecho realmente se ha calculado hasta el armónico 40 y también el resto hasta los 20 kHz considerados, por si esto pudiera ser de utilidad para el estudio del comportamiento de los convertidores en altas frecuencias), distintas frecuencias fundamentales, e incluso de poder definir los grupos y subgrupos interarmónicos cero (que abarcan las primeras barras espectrales desde 5 Hz hasta $F_n - 5$ Hz; por ejemplo, para $F_n = 50$ Hz, el grupo interarmónico cero agrupa las barras espectrales separadas 5 Hz comprendidas entre 5 Hz y 45 Hz inclusive). Estas agrupaciones interarmónicas cero no estaban consideradas en la normativa, y pueden ser muy útiles para medir interarmónicos causados por fallos en el motor como los debidos a excentricidad mixta, cercanos al fundamental, o los ocasionados por barras de rotor rotas, también cercanos a dicha frecuencia.

En el diagrama de flujo de la figura 5.6 se indica con más detalle la forma de realizar estas agrupaciones. En primer lugar, se decidió borrar la componente continua (barra espectral cero) por la escasa e impredecible información que aporta, ya que representa los errores por ajustes de *offset* de toda la instrumentación de medida utilizada y recoge también abundante fuga espectral. También se borran los grupos y subgrupos armónicos cero, ya que no tiene sentido medir barras espectrales a la izquierda del armónico cero, pues serían de frecuencias negativas. A continuación, se continúan calculando los valores de los grupos y subgrupos armónicos e interarmónicos desde los relacionados con el primer armónico (contador $hh = 1$ y número de barras espectrales igual a $hh \times WW$) hasta alcanzar el total de barras espectrales (realmente era suficiente con trabajar sólo con las $40 \times WW$ primeras barras, correspondientes a la zona armónica o de baja frecuencias). Nótese que ciertamente gran parte de las ecuaciones equivalen a otro bucle anidado, con jl como contador de este segundo nivel de anidamiento de bucles, y con kk como contador de barras espectrales o variable de control del bucle externo. Se avanza o incrementa el valor de la barra espectral de inicio de cada grupo o iteración en $kk + WW$ barras espectrales de 5 Hz, ya que WW representa el total de ellas

contenidas entre armónico y armónico (por ejemplo, $WW = 11$ para una frecuencia de 55 Hz). Dependiendo de que WW sea par o impar, la forma de hallar el valor de un grupo armónico cambia ligeramente: para WW par, (caso de frecuencias como las de red, 50 o 60 Hz), hay un número impar de barras entre armónico y armónico, por lo que los grupos armónicos contiguos se reparten la energía de las barras interarmónicas $(h \cdot WW) \pm (WW/2)$ que quedan justo en medio de ellos, (por ejemplo, para un tercer armónico, $h=3$, con una frecuencia de 60 Hz y por ello $WW=12$, serían las barras espectrales $(3 \cdot 12) \pm (12/2) = 36 \pm 6$); y para WW impar no es necesario hacerlo, ya que queda una cantidad par de barras entre armónicos contiguos por lo que su reparto es exacto.

Los grupos frecuenciales g_{HF} de altas frecuencias, sin agregar aún en el tiempo, (y tomados habitualmente de 200 en 200 Hz, como recomienda el anexo de la norma IEC 61000-4-7) se calculan de una forma algo diferente, pero usando siempre las mismas barras espectrales separadas 5 Hz calculadas anteriormente y válidas para todo el análisis espectral de la señal. Se ha preferido usar una frecuencia inferior F_{sup} variable según el valor del armónico fundamental usado en cada ensayo, de 40 veces ese armónico y mantener fija la frecuencia superior F_{sup2} de este rango de altas frecuencias. Por ello en el flujo de la figura 5.7 se observa que la frecuencia inicial f_{HF_inics} del primer grupo de 200 Hz comienza a partir del armónico 40° (por ejemplo, a partir de la barra espectral de 2405 Hz inclusive para un fundamental de 60 Hz, o a partir de la barra de 1605 Hz para una F_n de 40 Hz), iniciándose los grupos sucesivos en cantidades separadas D_{HF} (200 Hz) de los anteriores, hasta alcanzar el valor constante de F_{sup2} (20 kHz). En la última iteración es posible que el último grupo g_{HF} de 200 Hz sobrepase el valor de F_{sup2} , ya que se puede cuadrar que el comienzo de esta zona sea justo en $40 \times F_n$, que los grupos vayan de 200 en 200 Hz, pero no que al mismo tiempo el último de ellos termine justo en 20 kHz. En cualquier caso, el último grupo de la zona de altas frecuencias se toma como el último que comienza por debajo de la frecuencia de 20 kHz tomada como límite. En cada uno de ellos se incluyen un total de 40 barras espectrales de 5 Hz conformando así el total recomendado de 200 Hz.

En todas las agrupaciones frecuenciales anteriores se crean matrices de valores cuyos índices son: por un lado, el número de armónico hh o de grupo de alta frecuencia nn , abarcando la gama de frecuencias considerada en cada caso; y por otro lado el número JJ de ventana corta tw considerada en el actual análisis, dentro del tiempo total de agregación Tw considerado. Pero aún están sin agregar en el tiempo dichos valores, es decir si se examina por ejemplo el contenido de $gH(3,46)$ se estaría observando el grupo del tercer armónico analizado en la 46 ventana corta tw (de unos 0,2 s) exclusiva e independientemente del resto de ventanas de adquisición que forman el tiempo total Tw .

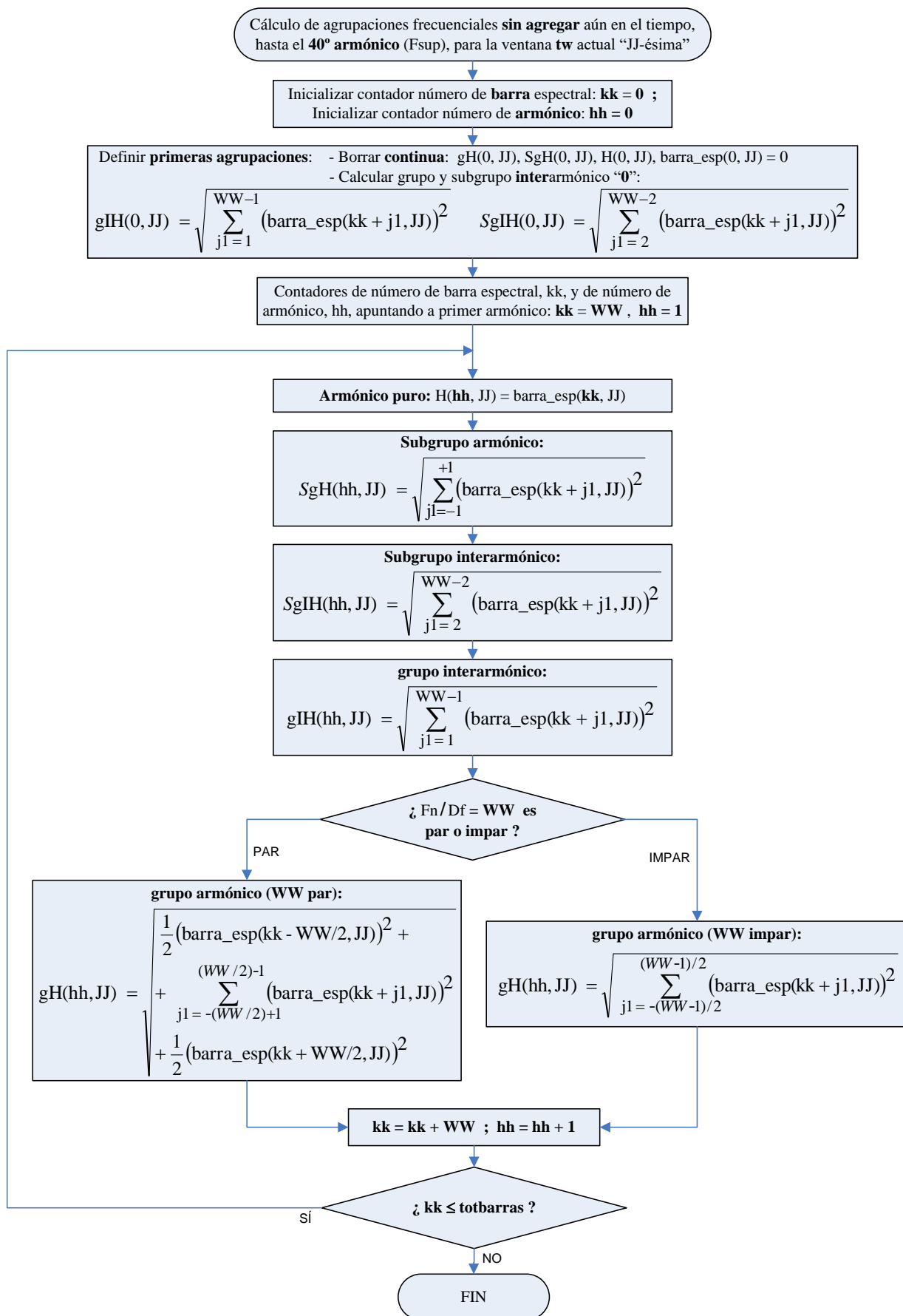


Figura 5.6 Flujo del cálculo de agrupaciones frecuenciales hasta el armónico 40 (Fsup), sin agregar aún en el tiempo y para la ventana tw actual JJ-ésima.

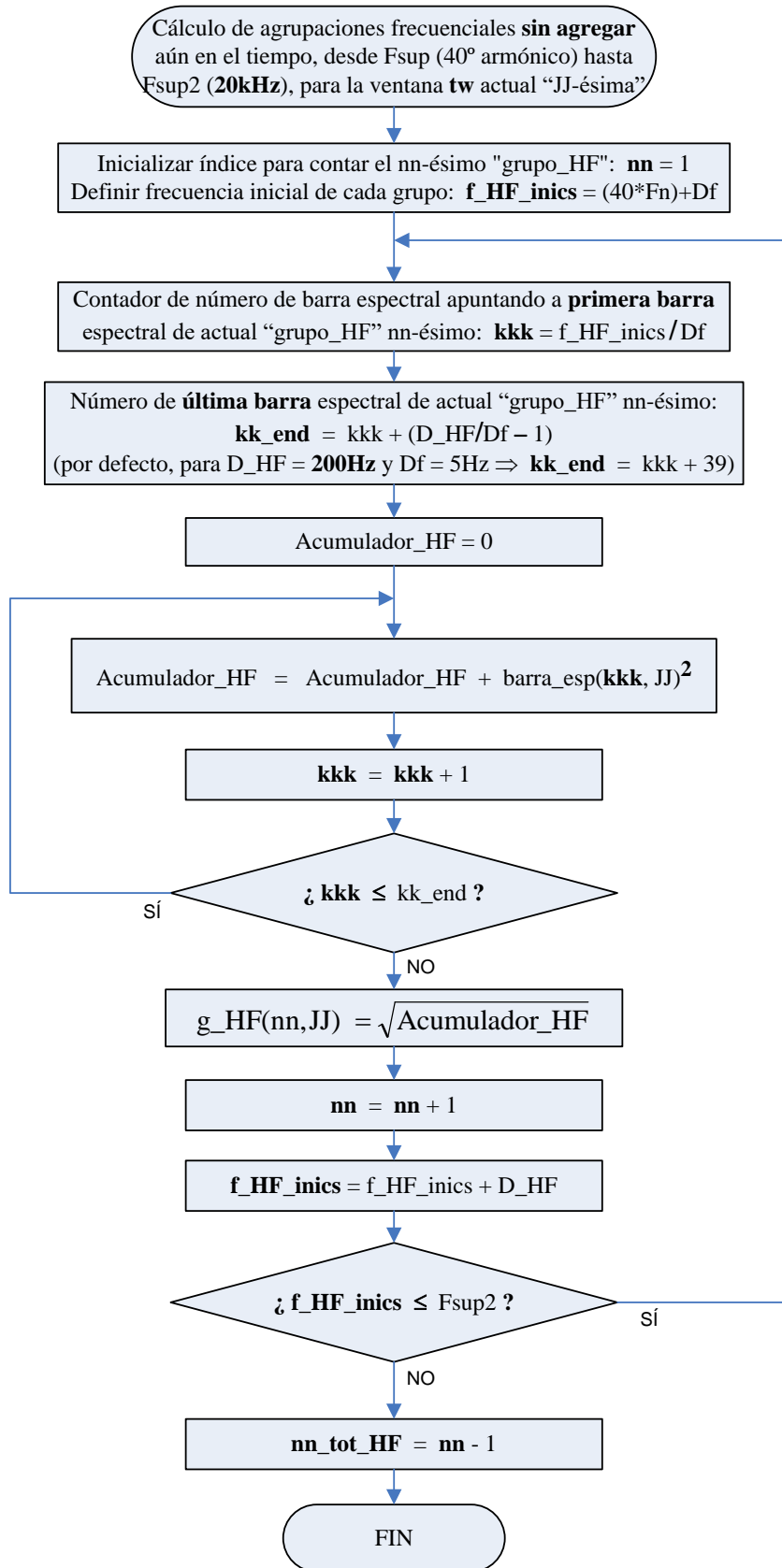


Figura 5.7 Flujo del cálculo de agrupaciones frecuenciales desde el armónico 40 (F_{sup}) hasta 20 kHz (F_{sup2}), en grupos de D_{HF} Hz (200 Hz), sin agregar aún en el tiempo y para la ventana tw actual JJ -ésima.

En cambio, si se consideran agrupaciones ya agregadas temporalmente, como por ejemplo $gH_{agreg}(3,46)$, (ver flujo de la figura 5.8), se obtendría también el valor del tercer grupo armónico, pero ahora agregando los valores de las 46 primeras ventanas consecutivas, (y que para este ejemplo concreto darían lugar a la agregación tras $46 \times 0,2$ s, o sea tras 9,2 s de tiempo total T_w de agregación). Las agregaciones se calculan mediante la raíz cuadrada de la media aritmética de los cuadrados de los valores de entrada (ver norma IEC 61000-4-30, apartado 4.5.1). Se prefiere almacenar todas las agregaciones parciales, (por ejemplo, para $gH_{agreg}(3,15)$ se tiene la agrupación de las quince primeras ventanas, o sea tras unos 3 s), en vez de sólo el resultado final tras el tiempo estimado como total de agregación; para así poder realizar un estudio teórico-práctico de cuál sería el mejor de estos tiempos conociendo la evolución de sus valores. Así, si se desea extraer los valores sin agregación temporal, no hay más que leer aquellos valores con índice $JJ = 1$ (como por ejemplo $gH_{agreg}(hh,1)$, $THD(1)$, etc.); o sea con agregación de una sola ventana (concretamente la primera del tiempo total de agregación T_w). Si se prefiere usar valores con la agregación total o mayor posible, se usa el índice JJ correspondiente a la última iteración (JJ igual a $JJ_{total_agregac}$). Y si se prefiere utilizar valores con otra agregación menor, basta con indicar la ventana JJ -ésima deseada, (por ejemplo, $SgH(3,12)$ contiene el valor eficaz del 3er. subgrupo armónico agregando los valores de las 12 primeras ventanas (tw , de 0,2 s) consecutivas (o sea, desde 0 s hasta $12 \times 0,2 = 2,4$ s, dentro de la ventana total T_w). También puede estudiarse la evolución de los valores eficaces en función de cuántas ventanas se hayan agregado en cada momento, si se visualizan en una gráfica cuyo eje horizontal representa los valores JJ de menor a mayor hasta alcanzar la ventana total de adquisición T_w , como veremos en el apartado 5.4 con señales sintéticas y también con medidas reales. De nuevo, en los flujos en que aparecen ecuaciones con sumatorios, éstos equivalen a otro bucle, (por lo que en los flujos que describen las agregaciones temporales, por ejemplo, se dan realmente hasta tres niveles de bucles anidados). Por motivos de concisión y claridad, se ha preferido expresar este último nivel en forma de ecuación.

En los flujos de las figuras 5.9 y 5.10 se describe la forma de agregar los grupos de altas frecuencias (g_{HF_agreg}) y las barras espectrales simples ($barra_esp_agreg$), con las únicas diferencias de los contadores del total de cada una de ellas. Se ha elegido la forma de agregar temporalmente indicada en la figura 2.11 del capítulo 2, sin separaciones ni resincronización y sin solapamientos de medidas, (dado que el interés es la medida de armónicos e interarmónicos, en principio según la norma IEC 61000-4-30, se puede elegir cualquier algoritmo de agregación temporal, desde el dispuesto por la norma para aparatos de clase-A como para los de clase-S con o sin separaciones, ya que se permiten aunque no son obligatorias las separaciones entre medidas de armónicos e interarmónicos).

Siguiendo con la descripción del flujo general de la figura 5.4, las agrupaciones y tasas normalizadas y agregadas en el tiempo, como son los valores eficaces totales, hallados como suma de barras espectrales agregadas (aplicando el teorema de Parseval), las tasas de distorsión totales y parciales, como por ejemplo THD , $THDS$, $TIHD$, TH_IHD , $PHFD_{fc}$, ... para bajas y altas frecuencias, y las tasas específicas para detección de fallos, como las $PHBB$, $PIHBB$, etc., serán definidas y descritas con precisión en el apartado 5.3, dada la relevancia de su uso y aplicación práctica sobre medidas experimentales obtenidas a partir de ensayos reales, dando lugar a los resultados que se expondrán en el siguiente capítulo de esta tesis.

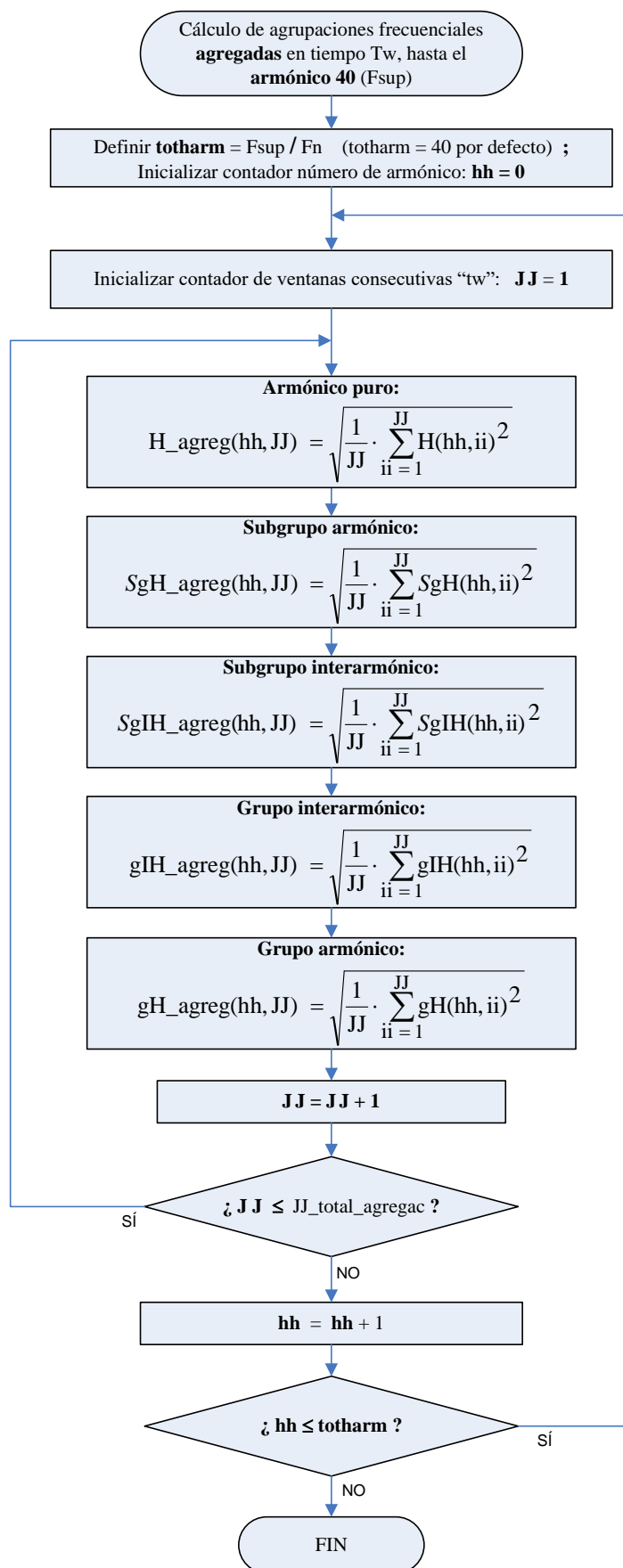


Figura 5.8 Cálculo de agrupaciones frecuenciales, agregadas en tiempo Tw, hasta el armónico 40 (Fsup): H_agreg, SgH_agreg, gH_agreg, SgIH_agreg, gIH_agreg.

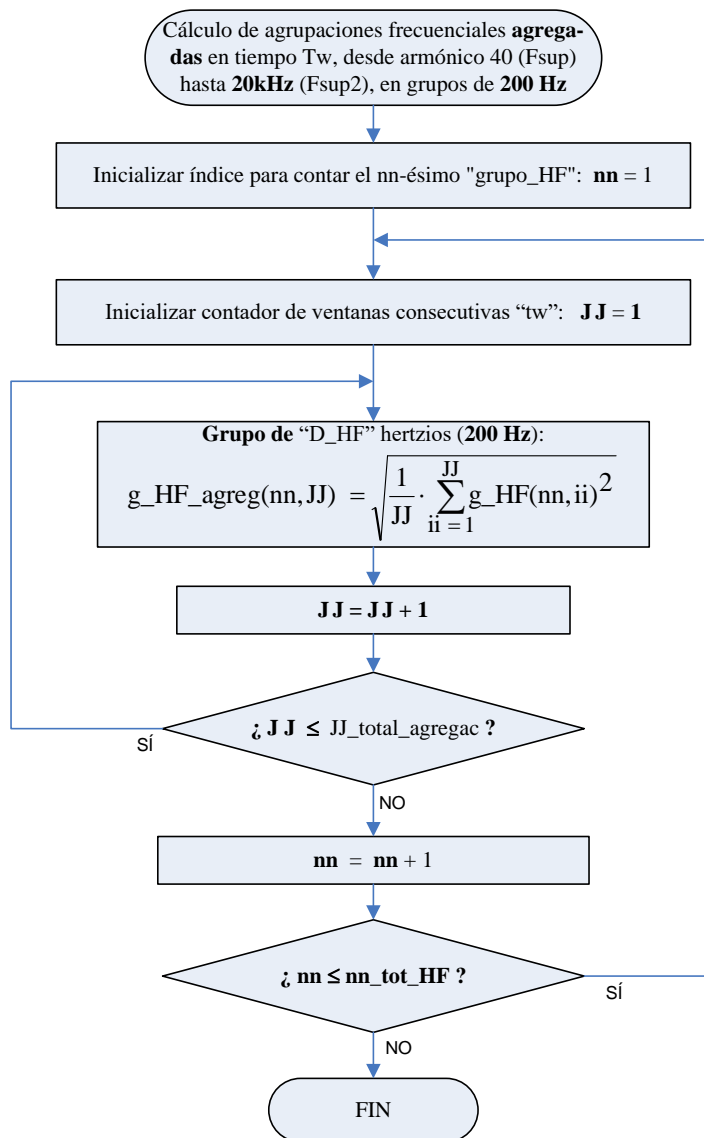


Figura 5.9 Diagrama de flujo del cómputo de grupos espectrales de 200 Hz (D_{HF}), agregados en tiempo T_w , desde el armónico 40 (F_{sup}) hasta 20 kHz (F_{sup2}).

Para finalizar la descripción de este algoritmo de análisis armónico de señales eléctricas obtenidas a partir de la alimentación de motores de inducción mediante red eléctrica o a la salida de variadores, hay que mencionar que se han desarrollado diferentes interfases gráficas. Éstas abarcan desde simples tablas descriptivas de valores, hasta gráficas en dos y tres dimensiones con diferentes variables como la carga, frecuencia de conmutación, frecuencia fundamental del variador, tipo de control y de variador, etc., que representan todos los parámetros y tasas obtenidas usando las definiciones descritas en este y capítulos anteriores. Estos resultados gráficos se exponen en parte de este capítulo y sobre todo en el capítulo 6 que se desarrolla a continuación.

Además, también se han diseñado versiones modificadas del anteriormente descrito algoritmo de análisis del sistema de medida, adecuándolas para la obtención de tiempos de agregación, hallados mediante ventanas sucesivas, a la medida para cada tipo de ensayo (véase apartado 5.4.4), así como para la realización de un estudio de la evolución de los valores de los grupos y subgrupos armónicos e interarmónicos y valores eficaces totales en

función de la posición relativa entre interarmónicos y armónicos, y su relación con el tiempo de agregación (apartado 5.4.3). Algunas de las señales utilizadas para validar el sistema de medida están basadas en los ejemplos sobre señales reales del anexo de la normativa IEC 61000-4-7 y ampliadas y adaptadas para poder ser procesadas usando el equipo de medición propio. Se realizó también un estudio de los tiempos más adecuados de agregación de valores eficaces obtenidos mediante ventanas sucesivas, basándose en las indicaciones de la norma IEC 61000-4-30. Estos ejemplos de mediciones sintéticas han sido probados y verificados obteniéndose los resultados esperados. El sistema desarrollado también fue validado con medidas experimentales confrontadas con las obtenidas mediante un equipo comercial, de la marca *Fluke*, homologado y de similares características, como se verá en el apartado 5.5 de este capítulo.

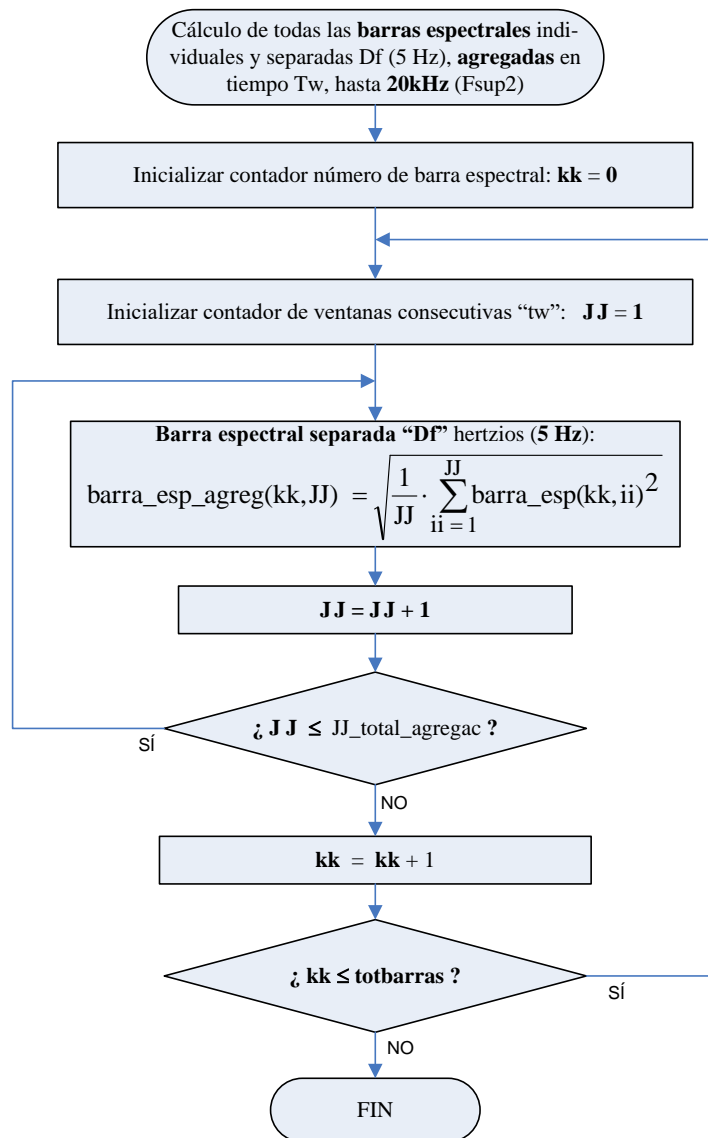


Figura 5.10 Flujo del cálculo de todas las barras espectrales individuales y separadas Df (5 Hz), agregadas en tiempo T_w , desde cero hasta 20 kHz (F_{sup2}).

5.2.3.2.- Sincronización de medidas con la ventana de adquisición.

El principal objetivo de la sincronización de medidas con la ventana de adquisición es reducir la fuga espectral, la cual se produce cuando se realiza la DFT sobre una muestra que no abarca un número entero de periodos de las frecuencias contenidas en la señal analizada, especialmente del fundamental y sus armónicos, ya que la fuga más importante es la causada por las frecuencias de mayor amplitud. Para ello, la norma IEC 61000-4-7 señala que la ventana temporal debe sincronizarse con cada número entero de ciclos del armónico fundamental que sumen la cantidad más próxima a 0,2 s, con un error máximo permitido de $\pm 0.03\%$ sobre la duración de la ventana de muestreo. Concretamente, la norma indica 10/12 periodos para redes de 50/60 Hz respectivamente, donde hay que entender que son periodos completos medidos realmente, y por tanto con cierta tolerancia. Así pues, utilizando una ventana rectangular de unos 0,2 s se obtiene una resolución o frecuencia básica Df de unos 5 Hz. En caso de pérdida de sincronismo puede usarse en ese caso la ventana de *Hann* para reducir la fuga. Pero el uso de esta ventana implica una menor precisión en la medición de aquellas componentes múltiplos de la frecuencia fundamental, como son todos sus armónicos, así como en todas aquellas múltiplos de la frecuencia básica en general; por ello, si es posible, es mejor evitar su uso. En cualquier caso, para el análisis armónico usando las agrupaciones recomendadas en la normativa IEC, los autores J. Barros y R.I. Diego [BAR06a] [BAR06c] demostraron que era preferible el uso de la ventana rectangular frente a la de *Hann* en cualquiera de las agrupaciones definidas por la citada norma, como ya se comentó en el capítulo 2. Para la medida de frecuencias altas (por encima del armónico 40) así como de interarmónicos en general, la misma norma señala que ya no es necesario mantenerse dentro del citado margen de error por sincronismo y puede usarse la ventana rectangular.

También puede reducirse la fuga mejorando la sincronización mediante el ajuste de la longitud de la ventana para realizar la DFT. Se trata de que cada ventana de muestreo contenga un número entero de muestras con hasta un 0,03% de error [BOL06, p.p. 185] y para ello la frecuencia de muestreo debe ser un múltiplo entero de la frecuencia fundamental del sistema (pero de la frecuencia realmente medida en tiempo real, con sus pequeñas fluctuaciones). Una forma puede ser modificando la frecuencia de muestreo en línea, (antes de realizar este muestreo), de modo que ésta se adapte o sea múltiplo de la frecuencia fundamental realmente medida, y así se adquiera una cantidad entera de muestras que se sincronice o encaje en un número también completo de periodos. También se pueden interpolar valores entre muestras, (modificación, en este caso software y no en línea de la frecuencia de muestreo, que se realiza después de la adquisición de datos), para lograr idéntico resultado [SAL09, p.p. 1030] [AIE07]. Pero la modificación de la tasa de muestreo en línea requiere de la posibilidad de modificar esta frecuencia y de detectar el fundamental, usando por ejemplo *PLLs*, mientras que los algoritmos de interpolación modifican la naturaleza inicial de la señal, además de no ser precisos cuando coexisten armónicos e interarmónicos en la señal analizada. La utilización de éstas y otras técnicas ya se expuso en los capítulos 2 y 3 de esta tesis doctoral.

Una forma fácil, y a veces denominada «clásica» en algunos artículos, de realizar este análisis armónico basado en la normativa sería tomar siempre ventanas de exactamente 0,2 s, independientemente del verdadero valor de las frecuencias analizadas. Esto produciría mayores errores de sincronismo y consiguientes aumentos de fuga espectral, sobre todo cuanto más se alejasen los valores prácticos de las frecuencias fundamentales verdaderamente medidas de sus teóricos. El sistema de medida propuesto emplea ventanas rectangulares de

muestreo, que son por otra parte las habituales en los instrumentos de medida de calidad de la red eléctrica, sincronizadas con el valor real del armónico fundamental presente en cada ensayo, usando para ello como señal de referencia una de las tensiones de fase previamente filtrada para así extraer su armónico principal. Gracias al uso de una frecuencia de muestreo de valor elevado, con grano muy fino, es suficiente con variar el número de muestras en cada ventana analizada y con ello la duración de la misma, en función del verdadero periodo fundamental medido observando los cruces por cero de este armónico principal. No se ha necesitado por ello aplicar interpolaciones ni otras transformaciones de las señales analizadas, así como tampoco tasas de muestreo variables, gracias al uso de esta frecuencia de adquisición suficientemente elevada que minimiza el error por sincronismo. El posterior uso, para analizar la señal ya enventanada, de la transformada discreta de Fourier mediante las actuales versiones de *Matlab* no requiere la obtención de un número potencia de dos de muestras (véase apartado 2.3.5), por lo que tampoco es necesaria la interpolación para este fin.

Por otra parte, ya se ha comentado que el sistema admite medidas para distintas frecuencias fundamentales. Concretamente, en los ensayos realizados para esta tesis, las salidas de los variadores presentan frecuencias múltiplos de la resolución básica Df de 5 Hz, precisamente para intentar mantener una ventana de muestreo lo más parecida a la indicada en la normativa. Para lograrlo, debe ajustarse el sincronismo de las medidas con el armónico fundamental presente en cada ensayo concreto; ya que este armónico principal es diferente según la frecuencia de salida configurada en el variador usado en cada ensayo. Además, a lo largo del tiempo total de adquisición T_w de cada ensayo, esta frecuencia varía dentro de una tolerancia (que en el caso de la red eléctrica podemos predecir, tal como describe la norma EN 50160), pero en la salida de los variadores puede ser diferente, (pese a ello, al trabajar en el estacionario, se verá que los errores en la frecuencia de salida tienden a ser mínimos). Por ello, lo más importante es conseguir que haya siempre un número entero de periodos del fundamental y de sus armónicos dentro de cada ventana de adquisición t_w en que se divide o segmenta el tiempo total de agregación T_w .

Para desarrollar con más detalle el procedimiento de sincronismo usado en esta tesis, se deben recordar los diagramas de flujo del algoritmo diseñado, especialmente el flujo general mostrado en la figura 5.4, y sobre todo el más específico de la figura 5.5. Este último describe la técnica usada para dividir el tiempo total de agregación T_w en ventanas cortas t_w , sucesivas y sincronizadas con la frecuencia fundamental, y que se basa en la detección de cruces por cero de dicha componente fundamental de la señal. Para ello, se construye un vector de cruces por cero conteniendo las posiciones de las muestras de la señal donde comienzan los periodos de su armónico principal (en una señal senoidal ocurre cada dos cruces por cero). Este vector se usará más adelante para apuntar o direccionar a las muestras de la señal en los instantes de comienzo y fin de cada ventana básica.

Previamente se filtra el armónico fundamental del resto de componentes armónicas y ruidos presentes en la señal original, para así obtener una señal de referencia para detectar sus cruces por cero de una manera fiable. El filtro se aplica sobre una de las señales de tensión de fase, independientemente de que luego se analice indistintamente la señal de intensidad de línea que circula por el estator del motor o también la tensión de fase usada como referencia para este sincronismo. El motivo de preferir el uso de tensión en vez de corriente para sincronizar las medidas es su mayor amplitud y menor presencia de ruidos e interarmónicos cerca del fundamental que pudieran producir cruces por cero erróneos, tal como se deduce si observamos la «estructura general del instrumento de medida», en la norma (IEC 61000-4-7-2010, pag. 13). Sin embargo, no hay que olvidar que esta norma está

destinada a la medida de la calidad en redes eléctricas, y no todo lo que expone tiene por qué ser aplicable a la salida de los variadores de frecuencia. No obstante, más adelante, en este mismo apartado, se demostrará que en este caso también va a ser mejor adoptar la tensión como señal de referencia de sincronismo.

Una vez obtenida esta señal de referencia, se examinan cada una de sus muestras a lo largo de la ventana completa T_w , y se memorizan las posiciones de aquéllas en las que se producen los cruces por cero. Éstos realmente se dan en un punto intercalado entre las muestras en las que cambia el signo de la señal, con un primer error debido a la frecuencia de muestreo. Como ésta es de un valor considerable, este error es como máximo de $1/80.000$ s, evitándose así la necesidad de realizar interpolaciones u otras técnicas para optimizar el cálculo de la posición donde la señal senoidal pasa por cero. El error por sincronismo no sólo se debe a la resolución por el muestreo de la señal, sino también a otras causas como son las debidas a ruidos y otras componentes interarmónicas. El método de detección del punto de cruce por cero es robusto y barato en la elaboración de los cálculos, pero puede ser sensible al ruido y a las distorsiones armónicas e interarmónicas si éstas hacen que se desvíe el punto donde debería cruzar el cero la señal o incluso fuerzan la aparición de cruces adicionales por cero. Después se comprobará mediante simulaciones y medidas con señales reales, que el error total cometido no supera el margen señalado en la normativa en los casos planteados para los ensayos realizados en esta tesis.

El tiempo total necesario para realizar la segmentación de la ventana completa de agregación, T_w , es realmente mayor que dicha ventana. Ello es debido a que, por una parte, ha sido preciso desechar las primeras muestras, ya que durante las mismas la señal era aún inestable debido al transitorio inicial por el filtrado antes realizado para obtener esta señal de referencia. Y, por otra parte, debido al error de la frecuencia de salida de los variadores (o de la propia red eléctrica en caso de alimentación directa, cada ventana corta tw que compone la ventana total de agregación T_w puede durar algo más de 0,2 s (y la resolución obtenida ser algo menor de 5 Hz) o viceversa, según sea el error. Por tanto, el tiempo mínimo necesario para este análisis armónico basado en la normativa, incluyendo el segundo nivel de agrupamiento en el tiempo, será la suma del necesario para estabilizar la señal tras su filtrado, con suficiente margen para lograrlo, más el tiempo verdaderamente calculado para los WW periodos del fundamental realmente medido que integran cada ventana corta tw , multiplicado además por el número de estas ventanas que componen el tiempo total agregado. Se ve entonces que, como el tiempo total de agregación T_w se compone de $JJ_total_agregac$ ventanas cortas tw , la suma total de periodos del fundamental realmente medidos serán $WW \times JJ_total_agregac$ periodos, sumándose sus correspondientes errores debidos a la tolerancia en la frecuencia de la señal de alimentación del motor. Por ejemplo, para una $F_n = 55$ Hz, con los valores usados por defecto de $Df = 5$ Hz, $tw = 0,2$ s, y $T_w = 9,2$ s (y por lo tanto $JJ_total_agregac = 9,2 / 0,2$ s = 46 ventanas cortas, y $WW = 55 / 5$ Hz = 11 barras espectrales interarmónicas o periodos del fundamental de 55 Hz por periodo de la frecuencia básica de 5 Hz) resultaría un total de $11 \times 46 = 506$ periodos del fundamental de 55 Hz dentro del tiempo total de agregación de 9,2 s. Debido a que se hace la división o segmentación usando los cruces por cero a lo largo de todo el tiempo de agregación T_w de una sola vez, la suma de errores debidos a la tolerancia de la frecuencia fundamental puede que no sea de 506 veces los de cada periodo, ya que se calculan uno por uno con la señal real y no tienen por qué ser todos del mismo signo o valor, con lo que es posible que se contrarresten al restarse unos con otros. Cuando se vean las simulaciones de los errores producidos con este método, se observará que influye mucho considerar toda la ventana de agregación T_w con sus correspondientes $2 \times WW \times JJ_total_agregac$ cruces por cero (dos por cada periodo del fundamental), frente a hacerlo

ventana corta a ventana corta (con sus ahora sólo 2 x WW cruces por cero) y midiendo el error individual en el sincronismo de cada una de estas ventanas por separado, ya que además en este caso los errores por cruce por cero debidos a la frecuencia de muestreo son proporcionalmente mayores y no se anulan estadísticamente tanto unos con otros como si se tomaran una cantidad mayor de ventanas como las contenidas en el tiempo total T_w . Para la mayoría de los ensayos realizados, se han capturado datos durante un total de 10 s, de los cuales se ha comenzado a analizar realmente a partir de la segunda ventana de muestreo, para así evitar el transitorio inicial debido al filtro, más el tiempo necesario adicional en función de la tolerancia o error en cada periodo del fundamental de referencia. Por tanto, se ha usado un intervalo de tiempo aproximado de [0,2 s, 9,4 s], teniendo en cuenta que el tiempo total de agregación ha sido de $T_w \approx 9,2$ s, y que el margen entre 9,4 y 10 s ha sido necesario para los casos en que los periodos fundamentales medidos realmente fueran algo mayores.

Este proceso de análisis armónico de la señal, basado en la normativa *IEC*, continúa y, una vez dividido el tiempo total de agregación T_w en ventanas cortas t_w y sincronizadas al contener un número entero WW de periodos del fundamental, se realizan transformadas discretas de Fourier sobre cada una de ellas. Para ello, se van direccionando las muestras de cada ventana usando las posiciones antes almacenadas de cada 2 x W cruces por cero (o sea, cada WW periodos realmente medidos del fundamental, hasta alcanzar la cifra más cercana a $t_w \approx 0,2$ s). En principio las ventanas no se solapan, de modo que se usa la muestra siguiente a la del último cruce por cero como la primera de la siguiente ventana corta de análisis. Ya se comentó que se necesitaba este valor de unos 0,2 s en la ventana de muestreo, para obtener un compromiso entre unas aceptables resoluciones temporal y frecuencial (según el principio de incertidumbre), debido al carácter no completamente estacionario de las señales medidas. De estas transformadas DFT se obtienen por fin las barras espectrales separadas Df (aproximadamente 5 Hz, según el error en la tolerancia de F_n) con las que se calcularán después todas las agrupaciones frecuenciales y tasas, a las que además posteriormente habrá que realizar un segundo nivel de agregación esta vez temporal. Ya se vio, al comentar el diagrama de flujo general de la figura 5.4, que anteriormente se realizó otra DFT de mayor precisión frecuencial, usando todo el tiempo de agregación (aún sin dividir en ventanas cortas), para hallar un valor aproximado de F_n , y con ello poder calcular el total WW de periodos del fundamental contenidos dentro de la ventana básica t_w de muestreo. De ese modo, una vez conocidos cuántos periodos del fundamental comprende cada ventana corta t_w , después se ha podido usar esta información para fragmentar la ventana total en dichas partes.

Se ha comentado que cada vez que se realiza una DFT sobre una ventana corta, el tamaño de esta ventana varía ligeramente respecto a las otras ventanas analizadas, debido a la tolerancia en la frecuencia del fundamental. También influyen en esta variación sobre todo los ruidos e interarmónicos cercanos a dicho armónico principal, ya que pueden provocar el adelanto o retraso de los puntos donde se detectan los cruces por cero y con ello falsear la medida de la ventana que se pretende sincronizar. Esto último conllevaría cierto error en el sincronismo, produciéndose mayores fugas espectrales alrededor de las frecuencias múltiplos de la básica o resolución Df (de unos 5 Hz). Otro efecto es que esta frecuencia básica, inversa de la ventana de análisis que se usó para calcular la actual DFT, es también cada vez ligeramente distinta dependiendo del tamaño real de la ventana corta t_w actualmente analizada. Por ello, cuando se representa en un eje horizontal los valores de las barras espectrales separadas dicha resolución o frecuencia básica, éstos deberían ser múltiplos del verdadero valor de dicha frecuencia (por ejemplo, si la ventana t_w realmente medida fue de 0,19994 s entonces la resolución o separación entre barras sería de 5,0015 Hz). Pero el problema es que, cuando se realiza la agregación temporal, esto ocurre sobre ventanas sucesivas, cada una con

un posible diferente tamaño y resolución espectral; pero, al agregar los valores eficaces obtenidos en cada una de las DFT aplicadas sobre cada ventana sucesiva, hay que preguntarse qué resolución conjunta debe utilizarse para los resultados de esta agregación temporal: la de la última ventana corta de análisis utilizada, una media de todas...

En esta tesis, la solución adoptada ha sido la de usar la resolución espectral de, por ejemplo, la última ventana corta t_w analizada dentro de la ventana total T_w . No obstante, esto no se apreciaría mucho visualmente si se fuera estricto poniendo el verdadero valor de cada resolución en el eje horizontal de las gráficas que representen valores en función de la frecuencia, dada la pequeña diferencia entre el tamaño de las sucesivas ventanas adquiridas en todos los ensayos. Además, no tendría sentido diferenciar barras espectrales para cada una de las distintas ventanas analizadas, una vez ya han sido agregados los valores de cada una de sus agrupaciones frecuenciales en uno solo.

Sincronización con la tensión de fase como referencia.

Aunque la normativa indique que es preferible el uso de la tensión en vez de la corriente como señal de referencia para sincronizar las medidas de calidad en la red eléctrica, no debe olvidarse que a la salida de los variadores de frecuencia que excitan motores de inducción de baja potencia la señal de tensión tiene, al menos aparentemente, una peor forma de onda. La acción de filtrado del motor afecta sobre todo a la intensidad (véanse, por ejemplo, las formas de onda de la tensión de fase y la intensidad a la salida de un inversor mostradas en la figura 4.12 del capítulo 4, o la tensión de fase antes de ser filtrada de las figuras 5.12 y 5.13 que se mostrarán más adelante). Sin embargo, el hecho de presentar su fundamental mayor amplitud y menor presencia de ruidos e interarmónicos cercanos a éste que en el caso de intensidad (sobre todo los debidos a la excentricidad mixta del motor, que aparecen cercanos al fundamental de intensidad, como se estudió en el apartado 4.1 y también se verá a lo largo del capítulo 6), determinan que sea mejor usar la tensión como referencia de sincronismo para así obtener una menor fuga espectral.

La figura 5.11 muestra la respuesta en frecuencia de una señal de intensidad normalizada de un convertidor de Allen Bradley en modo de control vectorial, con $F_c = 3$ kHz, alimentando un motor sano con algo de excentricidad mixta, con carga alta y una frecuencia de 60 Hz (por encima por tanto de los 50 Hz de valor nominal). Para un mejor escalado, se han eliminado las barras espectrales correspondientes al fundamental. La respuesta ha sido obtenida con barras espectrales separadas 5 Hz (ventanas de adquisición de 0,2 s, barras individuales sin agrupar aún en frecuencia) y sí agrupadas temporalmente (con grupos de 9,2 s, formados por la agregación de 46 ventanas de 0,2 s), y sincronizando cada ventana de 0,2 s con la propia señal de intensidad en la parte superior (a) de dicha figura y sincronizando con la señal de tensión en la inferior (b). Puede observarse, en la parte superior, cómo las barras laterales sobre todo de los armónicos 1º, 5º y 7º (60 Hz, 300 Hz y 420 Hz) son mayores en número y amplitud a las de la parte inferior de la figura, bien enventanada. Podría parecer que dicho aumento se debiera a la presencia de barras rotas en el rotor, dada su presencia cerca de dichos armónicos. Sin embargo, al observar la parte inferior de la figura, obtenida sincronizando con la tensión, desaparecen gran parte de dichas barras laterales y se aprecia que dichos armónicos no presentan fuga espectral a su alrededor (que es lo que eran en realidad las barras laterales de la parte superior). Nótese que el motivo puede estar indicado en la propia figura: los interarmónicos, debidos a la excentricidad mixta (situados alrededor de unos 30 y 90 Hz) y quizá algún otro subarmónico cercano a estos, provocan una mala

detección de los cruces por cero de la señal de intensidad (no se pueden filtrar estas frecuencias tan cercanas al fundamental de corriente). Por ello, es preferible usar la señal de tensión, de mayor amplitud y más limpia en el entorno al armónico principal.

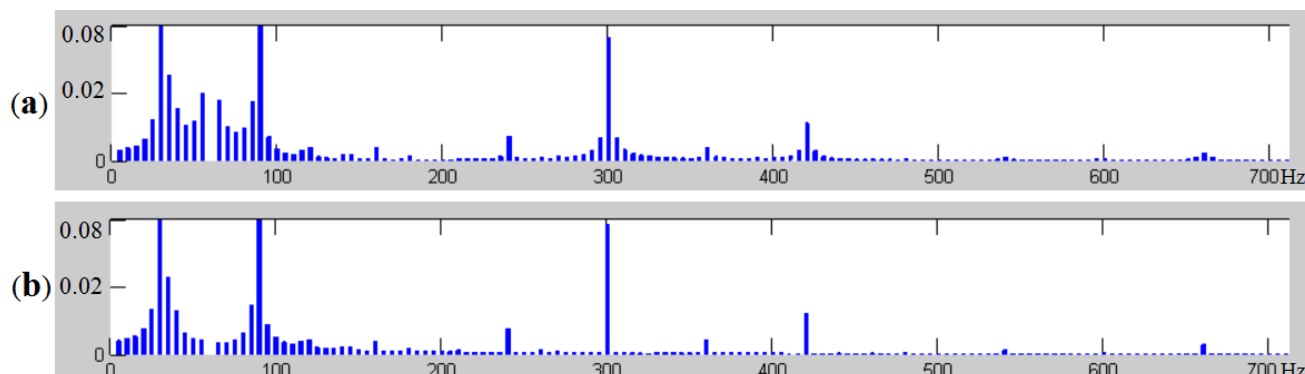


Figura 5.11 Parte baja del espectro de intensidad de un variador de frecuencia excitando un motor de inducción sano: sincronizando las ventanas de adquisición con la propia señal de intensidad (a) y con la de señal de tensión (b).

Otra disyuntiva que surge es sobre si usar la señal de tensión de fase a neutro de la carga, (con cinco niveles de voltaje), o la tensión de fase a fase de tres niveles, con las posibles ventajas de una mayor amplitud y el hecho adicional de no presentar un 3er. armónico que podría influir algo en la detección de cruces por cero en el cercano fundamental. Como la acción del filtro paso bajo digital utilizado atenúa considerablemente este 3er. armónico en la tensión de fase que es, junto con la intensidad de línea, una de las señales analizadas, se ha preferido por ello emplear la tensión de fase en vez de la de fase a fase como referencia.

Filtrado de la señal de referencia.

El filtrado de la tensión de fase para obtener su armónico fundamental se realiza digitalmente con un filtro IIR paso bajo de *Butterworth* de cuarto orden y con frecuencia de corte en 100 Hz. El filtro produce un transitorio inicial durante un tiempo que debe tenerse en cuenta a la hora de considerar el comienzo de las primeras ventanas cortas t_w de análisis, siendo por ello conveniente desechar estas primeras muestras aún inestables. En la figura 5.12 se aprecia en su parte superior la tensión de fase antes de ser filtrada, con la forma de onda típica a la salida de un inversor, obtenida en un ensayo realizado con un variador de Allen Bradley trabajando en modo escalar, con frecuencias de conmutación de 4 kHz y de salida de 50 Hz, y conectado a un motor con una barra de rotor rota y trabajando con alta carga. En la parte inferior aparece la señal filtrada, en la que se observa el transitorio inicial en la parte izquierda de la misma figura. Además, también puede apreciarse un retardo constante en la salida, que aparece en todos sus periodos, propio del desfase introducido por el filtro. Para obviar el transitorio, el análisis comienza a partir de la segunda ventana t_w de adquisición, tal como se aprecia en la figura 5.13, en la cual también se ha corregido el desfase periódico.

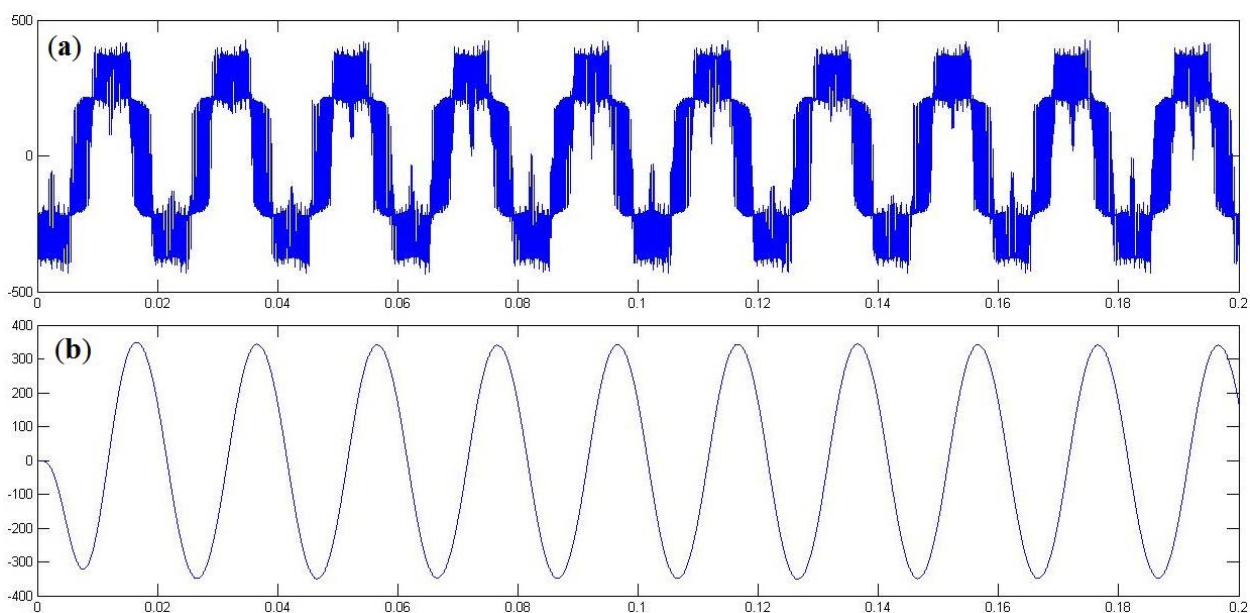


Figura 5.12 Tensión de fase usada como referencia de sincronismo en un ensayo con variador, durante la primera ventana de muestreo: antes del filtrado (a), y después de filtrar su fundamental, con el transitorio inicial y sin corregir el retardo de los sucesivos periodos (b).

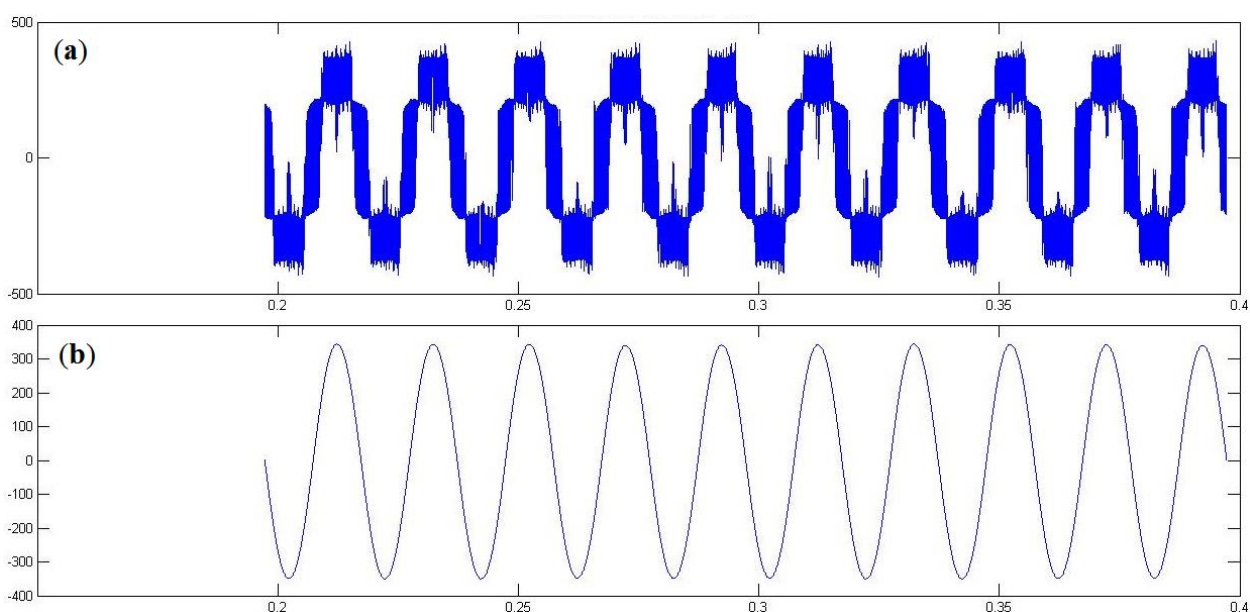


Figura 5.13 Tensión de fase usada como referencia de sincronismo en un ensayo con variador, durante la segunda ventana de muestreo: antes del filtrado (a), y después de filtrar su fundamental, sin el transitorio inicial y corregido o descontado el retardo periódico (b).

Se ha calculado y verificado este retardo al obtener los diagramas de Bode de amplitud y fase del filtro realizado, además de mediante la comparación en el tiempo entre la señal de tensión usada como referencia antes de aplicar el filtro con su forma original y su correspondiente filtrada después de aplicarse el filtro. Es importante asimismo que este retardo se mantenga constante, al menos en el rango de frecuencias de los variadores ensayados en esta tesis. Para ello, la pendiente de la respuesta en frecuencia de la fase de este filtro debe ser igualmente constante, tal como se aprecia en la figura 5.14. En esta figura el eje

horizontal representa la frecuencia normalizada ($f/f_{Nyquist}$) y el vertical el ángulo de fase, cuya derivada es el retardo de grupo. Para el rango de frecuencias analizadas en los ensayos, entre 40 y 60 Hz, sus correspondientes valores normalizados estarán comprendidos entre 0,001 y 0,0015 rad/muestra respectivamente, tal como se indica en la figura. Para este intervalo, se deduce una pendiente de unos $(100-69^\circ)/(60-40\text{Hz}) = 1,55^\circ/\text{Hz} = 1,55^\circ/(360^\circ/\text{s}) \approx 4,3 \text{ ms}$. Este valor es el retardo de grupo, que se corresponde con $4,3 \times 10^{-3} \text{ s} \times 80 \text{ kS/s} = 344$ muestras. Esta última cifra es la que se descuenta en el índice del vector donde se almacena toda la señal de referencia filtrada, con objeto de tenerla en fase con el fundamental de la señal completa antes de ser filtrada, que es a la que se va a analizar realmente aplicándole sucesivas transformadas DFT (la señal de referencia filtrada sólo se usa para dividir en ventanas cortas el tiempo total analizado; la que se analiza realmente es la señal completa con todos sus armónicos, interarmónicos y ruidos).

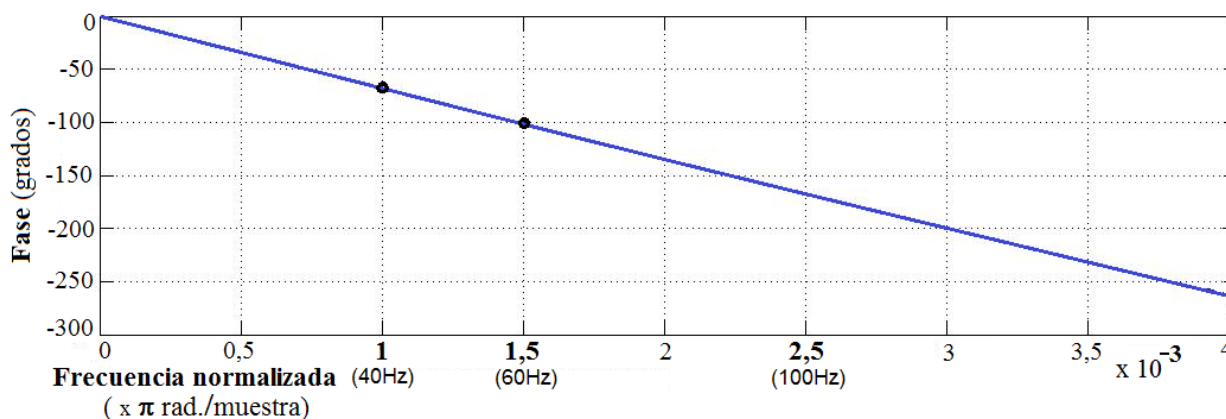


Figura 5.14 Respuesta en frecuencia del desfase de la salida respecto a la entrada del filtro usado para extraer la componente fundamental de la señal usada como referencia.

Ambas correcciones en la señal filtrada, para no tener en cuenta el transitorio inicial y también para corregir el desfase periódico, se hacen antes de detectar sus cruces por cero, con objeto de tener las mismas referencias temporales que la señal original; aunque quizá lo realmente importante es que se detecten periodos completos de dicho armónico principal de la señal, aunque no sea empezando justo en el punto de cero grados de la senoide. Pero es que, si además se logra que en los extremos de la ventana de análisis tw la señal muestreada tenga sus valores nulos, (realmente sólo los de su componente fundamental), puede que ello fuera bueno para evitar saltos bruscos de valores entre el final de una ventana y el comienzo de la siguiente (algo parecido a lo conseguido mediante ventanas como la de *Hamming*, *Hann*, etc.). De todos modos, *matlab* finalmente no tiene porqué introducir ceros para completar un número de muestras potencia entera de dos (no hace falta, puede ser cualquier número, puesto que lo que hace *matlab* es aplicar una mezcla de algoritmos, que van desde la simple FFT hasta la clásica DFT, tal como se vio en el apartado 2.3.5). Por lo tanto, ya no es tan importante que los valores inicial y final de la ventana sean precisamente cero. No obstante, con objeto de minimizar el efecto del llamado «solape espectral», que ocurre con señales con cambios bruscos o de banda no limitada, puede ser adecuado que los inicios y finales de cada ventana sean con el fundamental en su mínimo valor, por lo que finalmente se decide corregir este desfase en la señal usada como referencia (además del transitorio inicial), tal como ya se observó en la figura 5.13.

5.2.3.3.- Verificación del método de sincronismo propuesto.

Para medidas en el rango armónico (hasta el armónico 40) la norma IEC 61000-4-7-2004 en su pag. 14 dice que la ventana temporal debe sincronizarse con cada grupo de 10 o 12 ciclos según la frecuencia de la red sea de 50 Hz o de 60 Hz (el caso es que se alcancen el número entero de ciclos que sumen la cantidad más próxima a 0,2 s). La duración entre el frente ascendente del primer impulso de muestreo y el frente ascendente del impulso ($M+1$) de muestreo (donde M es el número de muestras contenidas en la ventana de adquisición) debe ser igual a la duración del número de ciclos especificado de la red, con un error máximo permitido de $\pm 0,03\%$ (o sea, de $\pm 0,00006$ s para una ventana de 0,2 s). Nunca es posible una sincronización exacta entre ventana de muestreo, armónico fundamental y frecuencia de muestreo que evite la aparición de fuga espectral, sino que debe aceptarse que la sincronización se realiza dentro de unos márgenes de error que derivarán a su vez en otros márgenes de error en el contenido frecuencial obtenido. Si se muestrea, por ejemplo, a 80 kS/s, la distancia entre muestra y muestra sería de 0,0000125 s, claramente menor que el error máximo requerido (teniendo en cuenta que al detectar cruces por cero de la señal se tomará como tal el valor en que cambie el signo de la señal original, sin interpolaciones, tal como se muestreó). Si se detecta el cruce por cero en, por ejemplo, la muestra anterior a la que cambia el signo de la señal, pues como mucho el error respecto al verdadero punto en que la señal vale cero sería el periodo de muestreo de $1/80$ kS/s = 0,0000125 s, que mejora el error permitido por la norma. Luego con ello no se necesita usar ventana de *Hann* y bastará con la ventana rectangular habitual en los instrumentos de medida de calidad de la red eléctrica. Debe recordarse que la frecuencia de muestreo alta también beneficia el filtrado *antialiasing* haciendo que se reflejen los contenidos ruidosos de frecuencias más altas y con menor amplitud, además de permitir medir un mayor rango de frecuencias.

Este error máximo debido al muestreo, igual a $1/F_s$, en el caso de la detección de cruces por cero se produce sólo al principio y final de la ventana tw analizada, en el primer y último cruce por cero. Los cruces por cero intermedios no influyen, (siempre que no haya ruidos u otras interferencias que puedan alterar la señal usada como referencia, provocando desplazamientos importantes de dichos valores), ya que sólo aportan la información del número de periodos contabilizados dentro de la ventana total tw , sin importar si esos cruces intermedios los hayamos medido exactamente bien dentro de su correspondiente periodo de muestreo. Y de los pasos por cero al principio y final de la ventana analizada sólo influye uno de los dos, ya que el otro cruce sólo puede restar error al primero pero nunca incrementarlo, siempre que se considere el mismo punto de muestreo relativo en ambos casos (por ejemplo, que siempre se tome la muestra anterior de las dos en que cambia el signo de la señal, como punto en que se produce el teórico paso por cero). Hay que tener en cuenta que lo que importa es medir bien la ventana total tw , que contiene WW periodos del fundamental y por ello un total de unas $WW \times 1/F_n \times F_s$ muestras (para un fundamental de exactamente 50 Hz, serían un total de $10 \times 1/50$ Hz \times 80 kHz periodos de muestreo). Por último, es obvio decir que, si en el sistema de medida disminuyese la frecuencia F_s de muestreo, entonces su periodo y error relacionado aumentarían, y por tanto también crecería el error total por sincronismo.

Pero el error por sincronismo no sólo comprende el debido a la resolución por el muestreo de la señal, sino también a otras causas como son los desajustes en los cruces por cero motivados por los ruidos y componentes armónicas e interarmónicas, sobre todo de aquellas cercanas al fundamental, que pueden llegar a producir incluso falsos cruces por cero adicionales. En cambio, la modificación de dicha frecuencia fundamental debida a los errores

propios o tolerancias de la fuente de alimentación ensayada, bien sea red o variador, no se considera causa de error por sincronismo, ya que es precisamente dicha frecuencia, verdaderamente medida de forma práctica, a la que se debe adaptarse realmente, y no a su valor teórico. Por tanto, se necesita verificar el correcto comportamiento del método de sincronismo utilizado, incluyendo todos los posibles motivos de error y no sólo el de muestreo. Sin embargo, la norma no define ningún procedimiento para probar el método de sincronización y no sugiere ningún método de medida para la evaluación de la frecuencia fundamental y la sincronización del instrumento. Por esto, se acude a la literatura para observar las formas de hacerlo.

Tras consultar algunos artículos relacionados [DIE13] [SAL09] [XUE16], así como otros que ya se indicaron en el capítulo 2, pueden observarse diversas formas de verificación del método de sincronismo utilizado. Ésta puede realizarse mediante análisis sobre simulaciones a partir de señales sintéticas, o bien sobre datos de campo reales; en el estacionario, o con variaciones de por ejemplo amplitud o frecuencia; con sólo la señal de referencia en condiciones normales de trabajo, o bien en presencia de perturbaciones (armónicos fijos o mejor relativos en función de la frecuencia fundamental F_n utilizada en cada momento, interarmónicos múltiplos de la resolución Df o no múltiplos de Df , y/o ruido blanco). Los resultados se pueden expresar como error en términos absolutos, (sobre directamente el tiempo de ventana $tw_i = WW \times (1/F_{n_i})$ medido, o indirectamente sobre la frecuencia F_{n_i} realmente medida), o como error en porcentaje (en ese caso se toma como referencia correcta del 100% la frecuencia teórica F_n usada para generar la señal sintética, o bien la ventana teórica que debería obtenerse como $tw = WW \times (1/F_n)$, según se use uno u otro de estos parámetros en el eje vertical). Otra posibilidad es medir otras magnitudes como valores eficaces y/o grupos armónicos y compararlas con las que debieran haberse obtenido. Y todo ello en función (eje horizontal) de un barrido de valores de frecuencias (y en cada punto implícito el tiempo dedicado al análisis de cada una de ellas), o en función directamente del tiempo de análisis (pudiendo en ese caso mantenerse la misma señal sintética o generar una *chirp* o similar cuya frecuencia y/o amplitud, fase, etc. dependan de cada instante de tiempo). A continuación, se utilizarán algunas de estas formas de verificación para validar el método de sincronismo propuesto, incorporando también al finalizar resultados de sincronización con datos de ensayos reales, como los que se emplearán en el capítulo 6.

Debido a la gran variedad de contenidos espectrales existentes, algunas de las posibles formas de onda que pueden servir para verificar la técnica de sincronismo son las propuestas en la norma IEC 61000-4-7 en su anexo-C.4, como la del ejemplo C4-1-Bis (ver también apartados 5.5.2 y 5.4.2). En este ejemplo se propone una tensión de fase compuesta por un interarmónico de 178 Hz, con amplitud constante de valor eficaz 23 V (es decir, de un 10% de la del fundamental), superpuesto a un tercer y un quinto armónico de 11,5 V cada uno; a los que además se añade un armónico fundamental de $F_n = 50$ Hz y 230 V eficaces. La duración de la señal se adapta a un tiempo total de $T_w = 10$ s que se va a dividir en ventanas cortas tw de unos 0,2 s (por lo que, con esta resolución de $Df = 5$ Hz, se tienen un total de $WW = F_n/Df = 10$ periodos por ventana corta tw de análisis), y con una frecuencia de muestreo de $F_s = 80$ kHz. En la figura 5.15 se muestra la forma de onda de la señal sintética generada, durante sus primeros periodos, antes y después de su filtrado, y en la figura 5.16 los resultados de la simulación de la segmentación de esta señal, dividiéndola en ventanas cortas tw_i de duración $WW \times (1/F_{n_i})$, sincronizadas con el periodo del armónico fundamental F_{n_i} gracias a la técnica de detección de cruces por cero.

En figuras como esta última se representa en su eje horizontal el barrido a lo largo del tiempo total de T_w segundos, divididos en T_w/t_w ventanas de tamaño t_w mediante la detección de 2 x WW cruces por cero en cada una de ellas. Posteriormente, conocido el tamaño t_{wi} práctico y real de cada ventana, se halla el periodo práctico del fundamental en cada ventana como el cociente t_{wi}/WW , y de ahí su inversa o frecuencia fundamental práctica F_{ni} , y el error de ésta respecto a la F_n teórica (en este ejemplo de 50 Hz). En la gráfica superior de esta misma figura 5.16 se representan los valores absolutos de frecuencia fundamental F_{ni} medidos para cada ventana o iteración, y en la gráfica inferior los errores relativos de esas mismas frecuencias (que coinciden con los errores relativos de las ventanas prácticas medidas t_{wi} respecto a la teórica t_w). Nótese que la duración de la ventana teórica no tiene por qué ser de exactamente 0,2 s (valor por defecto usado en esta tesis), sino de WW veces el periodo de la frecuencia teórica fundamental F_n aplicada en cada caso, (cuando se vea a continuación simulaciones con barridos de gamas enteras de frecuencias, que no tengan por qué coincidir con múltiplos de 5 Hz, se entenderá mejor esta cuestión).

Como se puede observar en el ejemplo analizado, los errores llegan a alcanzar el límite del $\pm 0,03\%$ recomendado por la normativa (que se usa como simple referencia, ya que en este caso se está midiendo a la salida de variadores y no necesariamente en la red eléctrica). Como curiosidad, puede observarse cómo cada 5 ventanas cortas se repite el error y frecuencia detectada, incluidos los casos en que no hay error (en los que se mide la frecuencia de 50 Hz que realmente tiene la señal sintética generada, y que se indica como referencia, en la parte superior de la figura, con una línea a trazos). Ello se debe al valor concreto del interarmónico de 178 Hz respecto a la resolución usada de 5 Hz, que hace que se repita la forma de onda de la señal analizada en las mismas posiciones relativas cada 5 ventanas t_{wi} , (como se verá con más detalle con este mismo ejemplo en los apartados 5.4.2 y 5.5.2).

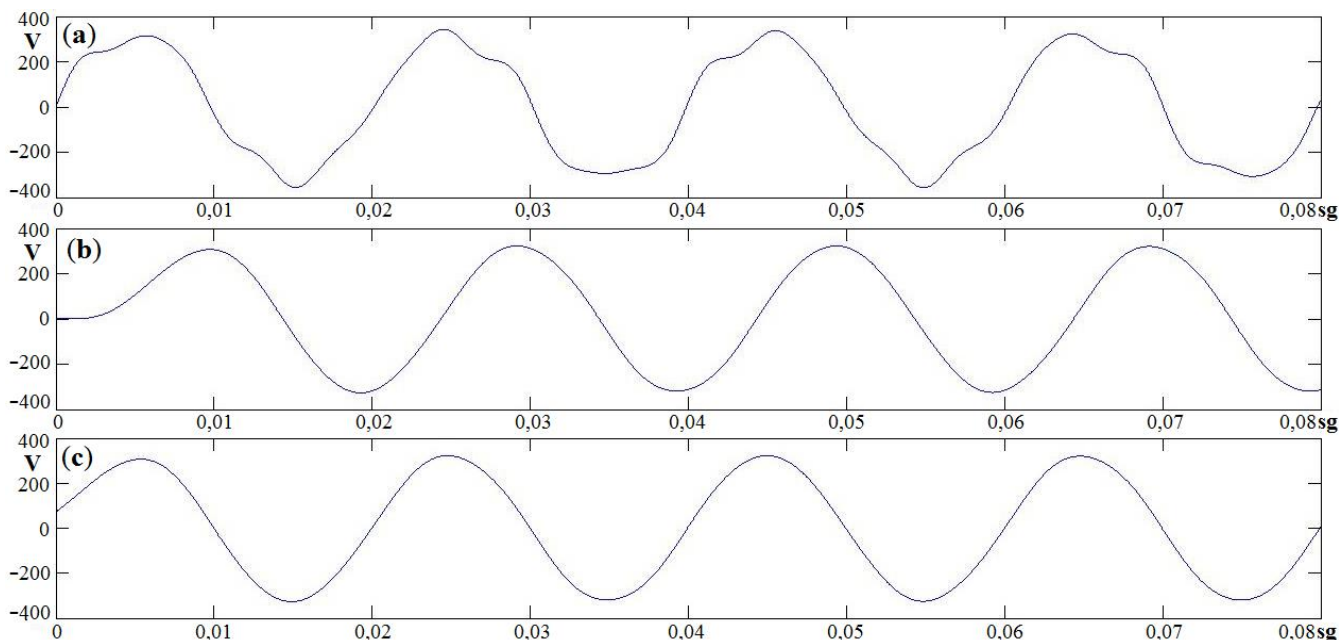


Figura 5.15 Tensión referencia de sincronismo en el ejemplo C4-1-Bis, al comienzo del tiempo de análisis: antes del filtrado (a), después de filtrar su fundamental con el transitorio inicial y sin corregir el retardo periódico (b), y ya descontado el retardo periódico (c).

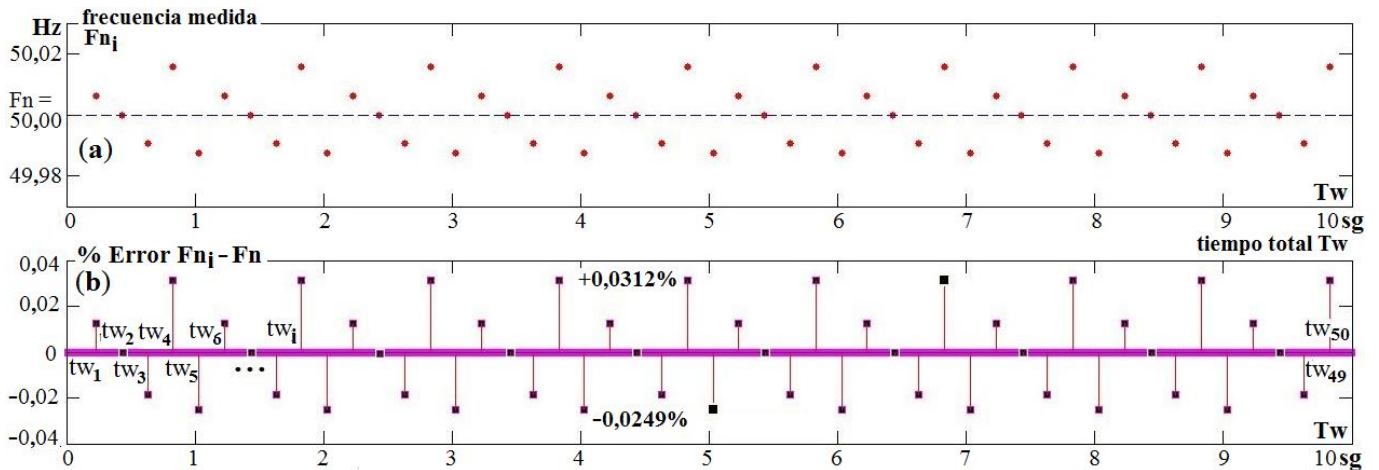


Figura 5.16 Simulación, para la tensión del ejemplo C4-1-Bis, de las frecuencias fundamentales detectadas tras cada ventana corta tw_i analizada (a) y de sus errores relativos (b).

La figura 5.17 representa los resultados obtenidos tras simular la sincronización de un conjunto de señales senoidales puras, con las frecuencias fundamentales indicadas en el eje horizontal (entre 40 y 60 Hz, como las de los ensayos realizados, y con una separación de 0,025 Hz entre valores consecutivos), y duración de $T_w = 10$ s para cada uno de estos tonos; obteniéndose una serie de frecuencias fundamentales máxima y mínima, medidas a lo largo de cada tiempo T_w y para cada frecuencia simulada, (parte superior (a) de la figura). Se calculan también las diferencias entre los errores porcentuales de dichas frecuencias máxima y mínima, respecto al valor teórico aplicado en cada caso, (gráfica central (b) de la figura), y se deduce por último el número más aproximado WW de periodos fundamentales necesarios para completar la ventana corta tw estándar (de unos 0,2 s o de resolución $Df \approx 5$ Hz, parte inferior (c) de la figura). Al no considerar más que un tono puro en cada caso, sólo aparecerán errores de sincronismo debidos al periodo de la frecuencia de muestreo, que en este caso se toma en principio de $F_s = 80$ kHz. Para la realización de esta simulación, en cada punto del eje horizontal se considera una señal senoidal de 230 Vrms con una determinada frecuencia teórica F_n y una duración T_w , y se divide dicho tiempo total T_w en ventanas cortas tw (de tamaño WW periodos del fundamental F_n cada una de ellas) mediante la técnica de detección de cruces por cero, donde en cada ventana corta se dan $2 \times WW$ cruces por cero, y se mide el tamaño de cada ventana tw_i obtenida y de ahí se calcula la frecuencia F_{n_i} práctica, del mismo modo que ya se comentó para la figura 5.16. Se comparan las frecuencias prácticas de las T_w/tw ventanas obtenidas a lo largo de cada tiempo T_w (por ejemplo, 50 ventanas para $T_w = 10$ s y $tw = 0,2$ s, con sus 50 frecuencias medidas; véase el caso particular para $F_n = 50$ Hz de la figura 5.16) y se memorizan sólo los valores máximo y mínimo, expresándolos también en porcentaje de error respecto al valor teórico de F_n considerado para el punto de frecuencia actualmente analizado. Se repite el proceso para cada una de las frecuencias indicadas en el eje horizontal, obteniéndose los resultados indicados en la misma figura 5.17. Por tanto, en esta gráfica se representa el error máximo posible de sincronismo, en este caso debido sólo al muestreo, para cada frecuencia F_n considerada.

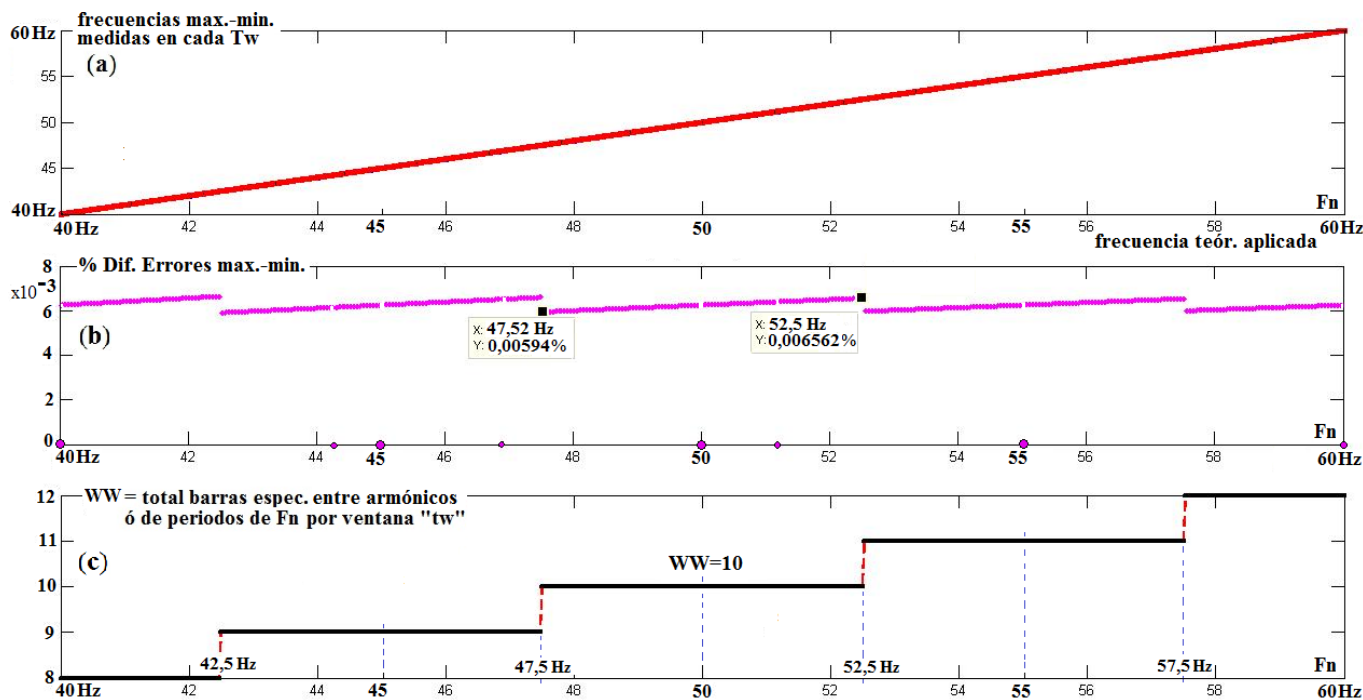


Figura 5.17 Simulación, para señales senoidales puras con las frecuencias indicadas en el eje horizontal y duración $T_w=10$ s para cada una, de las frecuencias fundamentales máxima y mínima medidas dentro de cada tiempo T_w (a), las diferencias entre los errores porcentuales máx. y mín. de dichas frecuencias (b), y del número más aproximado WW de periodos que completan la ventana corta t_w estándar (c). Caso con sólo errores por muestreo, $F_s=80$ kHz y $Df \approx 5$ Hz.

Si se consideran sólo los errores debidos al periodo de la frecuencia de muestreo, lo que ocurre realmente en las simulaciones mostradas en la figura 5.17, en las zonas en que varía la frecuencia F_n teórica aplicada, manteniendo constante WW o número de periodos del fundamental o de pares de cruces por cero (por ejemplo entre 47,5 y 52,5 Hz con $WW=10$), es que, al incrementar la frecuencia F_n disminuye su periodo, y con ello el tamaño real de t_w (la ventana t_w cambia en el ejemplo desde $1/47,5$ Hz \times 10 = 0,21053 s, dando una resolución de $Df=4,75$ Hz; pasando por $1/50$ Hz \times 10 = 0,2 s, con $Df=5$ Hz; hasta alcanzar los $1/52,5$ Hz \times 10 = 0,19048 s, con $Df=5,25$ Hz). Por tanto, el error relativo del error absoluto máximo de muestreo ($1/80$ kHz) respecto a la ventana analizada será mayor cuanto menor sea ésta. Este error será en general igual a $[(1/F_s) \times 100]/t_w$, e irá, para una F_s de 80 kHz y en el intervalo señalado, entre un 0,0059374% para $F_n=47,5$ Hz, pasando por un 0,00625% para una F_n de 50 Hz, y aumentando hasta un 0,0065624% para $F_n=52,5$ Hz; respecto a la ventana t_w realmente usada en cada caso (y bastante menores todos ellos al $\pm 0,03\%$ señalado por la normativa). Por ello, cuando en la misma figura se pasa a una nueva zona de frecuencias con un incremento brusco de WW (por ejemplo, entre 52,499 y 52,501 Hz, pasando de 10 a 11 periodos del fundamental WW por ventana t_w de análisis), se produce también un aumento brusco en el tamaño de la ventana (de 0,19048 s a 0,20952 s, en el ejemplo) y con ello una reducción del error de sincronismo debido al muestreo.

Por el mismo motivo que se ha observado en las zonas de la figura 5.17 en las que aumenta de forma indirecta el tamaño de la ventana t_w (como por ejemplo con WW constante y F_n disminuyendo, o cuando aumenta de forma brusca el número WW de periodos por ventana), si se aumentase directamente el tamaño de referencia de la ventana de análisis, pasando por ejemplo a valer de 0,2 a 0,4 s, (y 2,5 Hz de resolución o espacio entre barras espectrales, en vez de 5 Hz) entonces los errores de sincronismo debidos al muestreo de la señal serían

menores. Y además, al tener esta nueva resolución frecuencial con barras más cercanas, también disminuiría el margen de error entre frecuencias diferentes a las múltiplos de la resolución (ahora, poniendo un ejemplo análogo, se mantendría $WW = 20$ en el intervalo de 48,75 Hz a 51,25 Hz, con un tamaño de ventana tw comprendido entre 0,4102564 s y 0,3902439 s, resoluciones entre 2,4375 Hz y 2,5625 Hz, y dando lugar a unos errores de sincronismo por muestreo entre 0,003046875 % y 0,003203125 %, respectivamente; o sea de prácticamente la mitad de error, al aumentar al doble la longitud de la ventana de análisis). Esto invita a pensar que, si se probase a incrementar el tamaño de esta ventana, además de mejorar la resolución frecuencial y las prestaciones del uso de la ventana rectangular y la agregación temporal (como se verá en el apartado 5.4.3.4) al estar más cercanas las frecuencias entre barras espectrales, también mejoraría el error por sincronismo debido al muestreo, produciéndose así menor fuga espectral. Y también permitiría trabajar con una mayor variedad de frecuencias de salida de los variadores, incluso de cualquier valor no necesariamente múltiplo de la resolución Df ; bastaría con sincronizar un número WW entero de periodos que se aproximase lo más posible a la ventana teórica tw utilizada, pero ahora con menor error en las frecuencias más separadas de las barras espectrales por estar éstas más próximas. No obstante, debe recordarse que no puede elegirse cualquier tamaño tw de ventana de muestreo, debido a la naturaleza pseudo-estacionaria de las señales analizadas en los ensayos.

La figura 5.18 representa la simulación del caso antes planteado, con mismo barrido de frecuencias e idénticos cálculos que en la figura anterior, pero ahora con una resolución Df de 2,5 Hz (y por tanto una ventana tw de referencia de 0,4 s) y manteniendo F_s en 80 kHz. Si ahora se reduce la frecuencia F_s de muestreo, por ejemplo 20 veces ($F_s = 4$ kHz), entonces su periodo y error asociado aumentan significativamente, dada la gran disminución realizada en dicha frecuencia, y por tanto también crece el error total por sincronismo en la misma proporción (unas 20 veces más error), tal como se aprecia en la figura 5.19. En la gráfica superior (a) de esta misma figura se ha ampliado la zona alrededor de 50 Hz, para así apreciar mejor los valores extremos de las frecuencias medidas obtenidas en cada simulación. La línea a trazos marca los valores teóricos aplicados que deberían también medirse si no hubiera error.

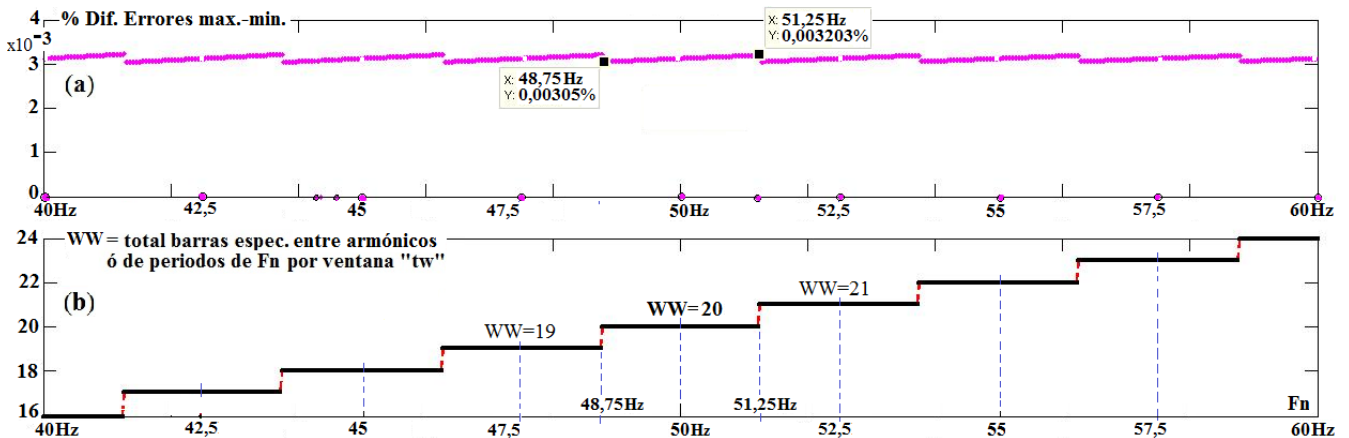


Figura 5.18 Simulación, para señales senoidales puras con las frecuencias indicadas en el eje horizontal y duración $T_w = 10$ s para cada una, de las diferencias entre los errores porcentuales máx. y mín. de las frecuencias fundamentales máxima y mínima medidas dentro de cada tiempo T_w (a), y del número más aproximado WW de periodos que completan la ventana corta tw estándar (c). Caso con sólo errores por muestreo, $F_s = 80$ kHz y $Df \approx 2,5$ Hz.

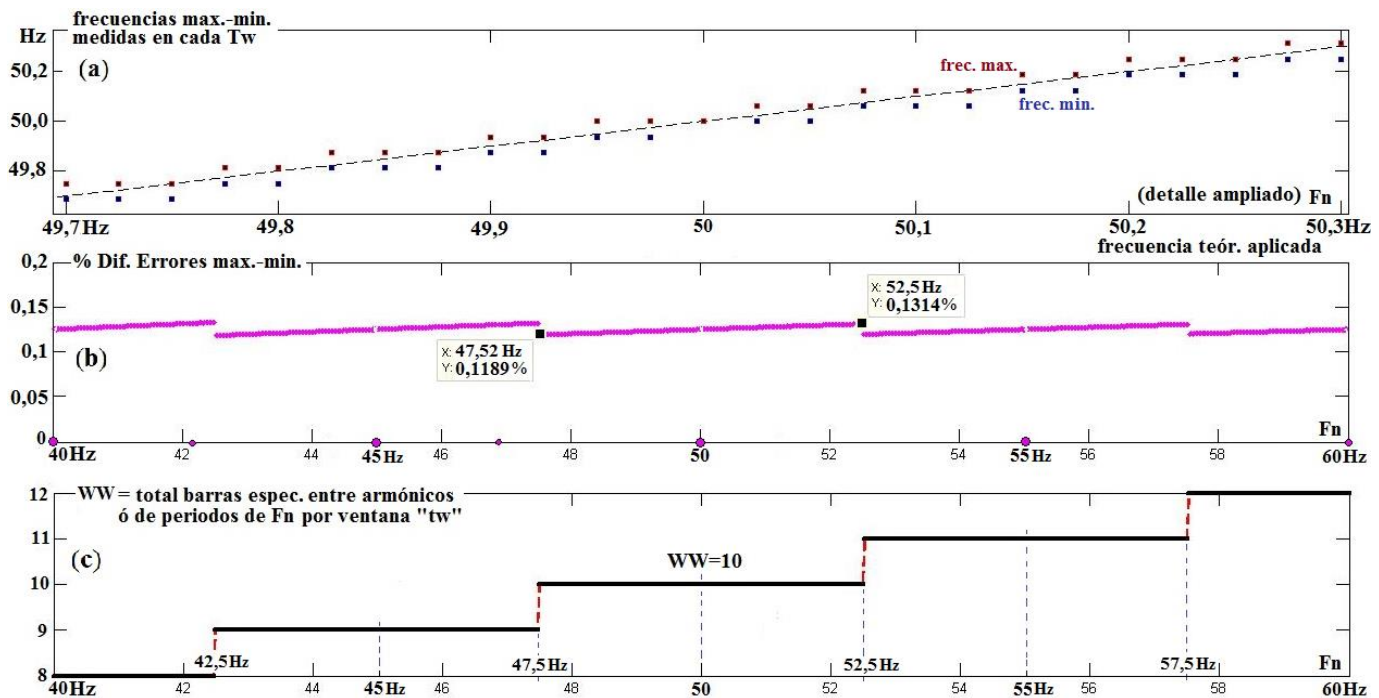


Figura 5.19 Simulación, para señales senoidales puras con las frecuencias indicadas en el eje horizontal y duración $T_w=10$ s para cada una, de las frecuencias fundamentales máxima y mínima medidas dentro de cada tiempo T_w (a), las diferencias entre los errores porcentuales máx. y mín. de dichas frecuencias (b), y del número más aproximado WW de periodos que completan la ventana corta tw estándar (c). Caso con sólo errores por muestreo, $F_s = 4 \text{ kHz}$ y $Df \approx 5 \text{ Hz}$.

Se ha considerado un desfase de cero grados entre las frecuencias fundamentales F_n y de muestreo F_s simuladas (la primera muestra se toma cuando la señal senoidal pasa justo por cero), aunque más que ese desfase, lo que influye es la tolerancia en F_n y también en F_s : no se obtienen los mismos resultados con 80 kHz que con 79998 Hz, por ejemplo. Con exactamente 80 kHz y frecuencias también de justo 40, 45, 50, 55 Hz, etc. el error de sincronismo por muestreo es siempre cero, ya que dan lugar a ventanas de exactamente 0,2 s que son sincronicas con $1/F_s$, como puede apreciarse en las anteriores figuras 5.17, 5.18 y 5.19 en los puntos con dichas frecuencias. En esos casos, al medir la ventana completa tw no influye mucho el desfase entre F_n y F_s , sino más bien el total de cruces por cero y, si hay error en los puntos de cruce y es el mismo error en el primero y el último de estos cruces, entonces ambos se anulan; resultando una medida perfecta de la ventana completa tw . Por tanto, si en la ventana tw caben un número entero de muestras, por ser $tw = WW \times (1/F_n)$ múltiplo exacto de $1/F_s$, entonces no habrá error de sincronismo por el periodo de la frecuencia de muestreo. Pero en la práctica, incluso con esas frecuencias, también habrá posibles errores, tanto por la tolerancia en F_n como en la propia frecuencia de muestreo F_s .

Luego se observa cómo la frecuencia de muestreo F_s y el tamaño de la ventana de análisis tw son inversamente proporcionales al error máximo de sincronismo debido al muestreo de la señal, $100/(F_s \times tw)$ en tanto por ciento, usando la técnica de detección de cruces por cero. Y a su vez el tamaño de la ventana tw es función del valor exacto de F_n y del número WW de periodos considerados por ventana (a mayor F_n , menor es la ventana y mayor el error); y por supuesto de la resolución frecuencial Df elegida, inversa de la ventana tw , por lo que a menor resolución frecuencial menor error también de sincronismo. También se ha visto que, si la

ventana de análisis contiene una cantidad completa de muestras, entonces el error de sincronismo debido al muestreo será nulo, como ocurre por ejemplo con las frecuencias múltiplos de la resolución Df (como 40, 45, 50, 55 Hz, etc.) aunque sí podrán darse errores de sincronismo por otros motivos como los ruidos e interarmónicos cercanos al fundamental.

Si la señal de referencia (antes de filtrarla) es un armónico puro, no influye mucho el margen de valores que pueda adoptar dicho armónico, al menos en el rango de frecuencias fundamentales ensayadas porque el error de sincronismo por muestreo oscila entre valores similares en el intervalo 42,5-47,5 Hz que en el intervalo 52,5-57,5 Hz, por ejemplo, tal como se aprecia en las figuras 5.17 y 5.19. Esto último no tiene por qué ocurrir cuando la señal de referencia contenga más de una componente armónica o algún tipo de perturbación, ya que en ese caso el error de sincronismo también depende del correcto filtrado de la señal de referencia por los posibles ruidos e interferencias que puedan seguir afectando a su componente fundamental, influyendo también en este caso el total de cruces por cero en cada ventana de muestreo t_w considerada, de modo que cuantos más se den, menor tiende a ser el error en el sincronismo considerando el conjunto de toda la ventana analizada.

En caso de tener una señal de referencia mezclada con ruidos e interarmónicos se producen desplazamientos en los puntos donde deberían ocurrir los cruces por cero, dando lugar a errores que ya no sólo dependen de la frecuencia de muestreo. Observando las simulaciones del error usando la detección de cruces por cero, no es lo mismo medir entre dos cruces por cero consecutivos, que entre por ejemplo 20 cruces (los de la verdadera ventana t_w , para el caso de 50 Hz), o que entre el total que hay en el tiempo completo T_w de agregación. El error es mucho menor en este último caso (los errores entre periodos consecutivos tienden a ser de distinto signo y se van alternando, de modo que si se mide entre muchos periodos consecutivos se tienden a anular unos errores con otros y al final se hace un cálculo quizás algo falseado). Lo correcto es hacerlo con los cruces por cero que hay en la verdadera ventana t_w que se va a usar, de unos 0,2 s. Como cada frecuencia tiene diferente cantidad de cruces por cero en ese tiempo, y además el error es variable según cada ventana t_w dentro del periodo de agregación T_w , por ello se hace un barrido para cada frecuencia simulada (Ej. 40 Hz), a lo largo del periodo completo T_w (de unos 10 s) dividido en sucesivas ventanas cortas t_w , midiendo el error en cada una de ellas, y quedándose con el máximo y el mínimo. Se repite con la siguiente frecuencia simulada (Ej. 41 Hz) y así sucesivamente. Al final, se representan sólo los valores extremos del error hallado al analizar cada una de las T_w/t_w ventanas sucesivas para cada frecuencia simulada. Este ha sido el proceso seguido para realizar las simulaciones cuyos resultados se representan en gráficas como las de las figuras 5.17, 5.18 y 5.19, y que se siguen utilizando para las siguientes simulaciones.

La principal diferencia entre las simulaciones mostradas en figuras como las anteriores (5.17, 5.18 y 5.19) y las de otras figuras que se verán a continuación (como las 5.20, 5.21, 5.22, etc.) es que en las primeras sólo se simula la tensión de fase con su única componente fundamental, sin añadir ninguna perturbación, por lo que se obtienen errores de sincronismo debidos a únicamente el periodo de la frecuencia de muestreo, y en las segundas se suman otras componentes como armónicos, interarmónicos o ruidos, dando como resultado un aumento general de los errores por sincronismo.

Así pues, por ejemplo en la figura 5.20 se muestran los resultados de la simulación retomando de nuevo el ejemplo C4-1-Bis, al que ahora ha sido necesario modificarle su frecuencia fundamental para poder hacer el barrido de valores del eje horizontal. No obstante, se han mantenido para este ejemplo las posiciones de los armónicos en 150 y 250 Hz y del

interarmónico en 178 Hz, así como sus amplitudes. Ahora además se muestran, de forma individual, los valores extremos de los errores porcentuales de las frecuencias fundamentales máxima y mínima (medidas a lo largo del tiempo total T_w simulado para cada frecuencia del eje horizontal, igual que se ha venido realizando en las anteriores figuras), en vez de la diferencia total entre ellos. Estos errores máximo y mínimo tienen cierta simetría (cuando la frecuencia máxima medida se acerca al valor teórico, también lo hace la mínima, y viceversa, dando lugar a que sus respectivos porcentajes de error también lo hagan respecto al error nulo, marcado con el 0% en la gráfica). En dicha figura también se aprecia cómo los errores van siendo menores a medida que la frecuencia fundamental considerada en cada punto del eje horizontal va creciendo, debido seguramente al mayor número de puntos de corte por ventana evaluada (dando lugar a una mejora en la tolerancia total por anularse unos errores con otros, como ya se ha comentado). En este caso, el error por muestreo es mucho menor que el debido a las mencionadas perturbaciones en forma de armónico e interarmónico, por lo que sólo se aprecia el efecto de estas últimas. Hay que destacar también que, pese a que el error de sincronismo en este ejemplo supera en varias zonas de frecuencias el 0,03% señalado en la normativa, al menos en el entorno de las frecuencias de interés de los ensayos (alrededor de 40, 45, 50, 55 y 60 Hz) este error no es tan grande y está en torno a los valores límite mencionados en las citadas normas de medida de calidad en la red de suministro, tal como se aprecia en la gráfica (b) de la misma figura 5.20.

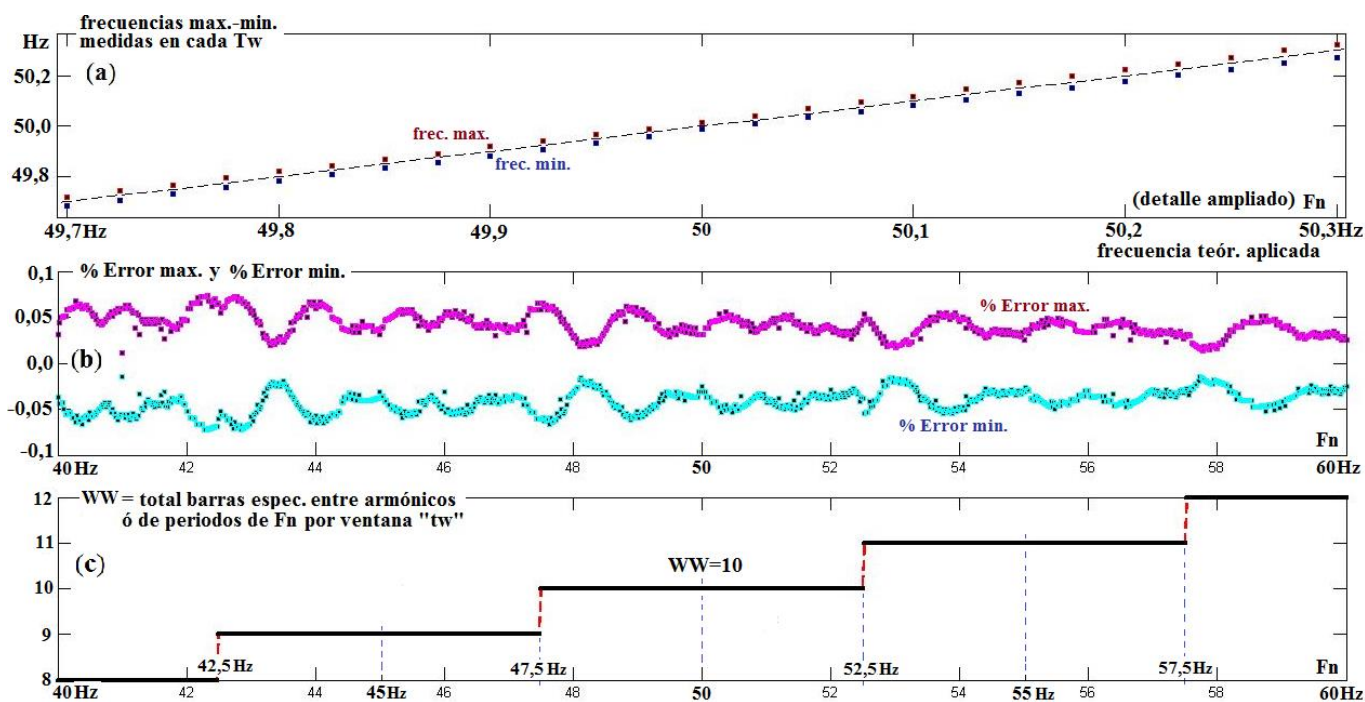


Figura 5.20 Simulación, para la tensión del ejemplo C4-1-Bis en la que se varía sólo su fundamental con las frecuencias indicadas en el eje horizontal (con duración $T_w=10$ s cada una), de las frecuencias fundamentales máxima y mínima medidas dentro de cada tiempo T_w (a), los errores porcentuales máx. y mín. de dichas frecuencias (b), y del número más aproximado WW de periodos que completan la ventana corta t_w estándar (c). Caso con errores tanto por muestreo como por armónico e interarmónico, y con $F_s=80$ kHz y $D_f \approx 5$ Hz.

A continuación, se va a simular otro caso típico real expuesto en el mismo anexo-C de la normativa IEC 61000-4-7, con también presencia de un interarmónico productor de fuga (de 287 Hz) y además una variación de amplitud en uno de sus armónicos. En el ejemplo C4-3-

Bis se plantea una tensión de fase compuesta por un interarmónico de 287 Hz, con amplitud constante de valor eficaz 9,8 V, superpuesto a una frecuencia portadora de 250 Hz, con un valor eficaz de 10 V, y dos barras laterales a 245 y 255 Hz de 1 V cada una, consecuencia de una modulación de amplitud propia de señales de alimentación de motores con par de torsión variable. Además, se añade un armónico fundamental de 230 V eficaces, (ver también apartados 5.5.2 y 5.4.2). Se adapta la duración de la señal a un tiempo total de $T_w = 10$ s que se va a dividir en ventanas cortas tw de unos 0,2 s, y la frecuencia F_n del fundamental varía entre 40 y 60 Hz, tal como se ha hecho en ejemplos anteriores. Los resultados de la simulación se muestran en la figura 5.21.

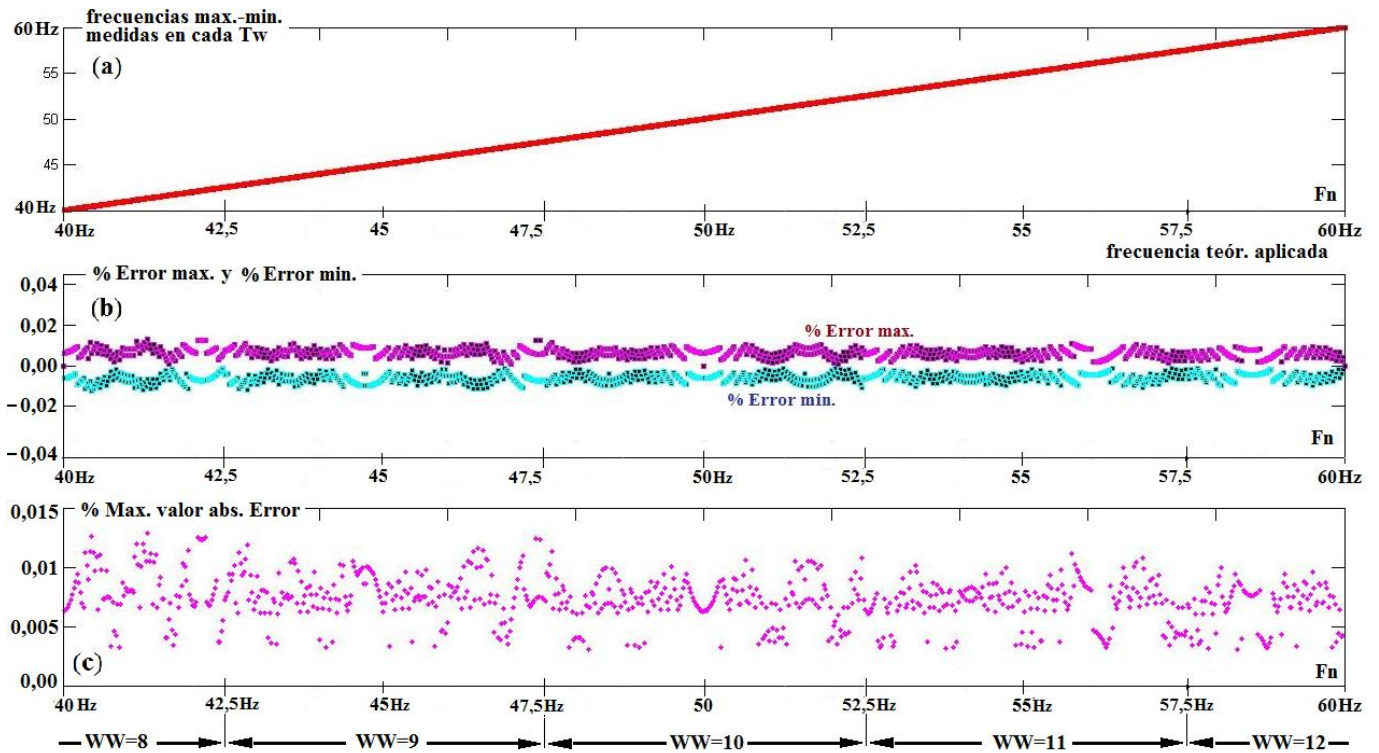


Figura 5.21 Simulación, para la tensión del ejemplo C4-3-Bis en la que se varía sólo su fundamental con las frecuencias indicadas en el eje horizontal (con duración $T_w = 10$ s cada una), de las frecuencias fundamentales máxima y mínima medidas dentro de cada tiempo T_w (a), los errores porcentuales máximo y mínimo de dichas frecuencias (b), y los errores porcentuales de mayor valor absoluto (c). Caso con errores tanto por muestreo como por armónicos con amplitud cambiante e interarmónico fijo, y con $F_s = 80$ kHz y $Df \approx 5$ Hz.

En este ejemplo C4-3-Bis, el interarmónico productor de fuga espectral provoca más errores que los armónicos, incluso aunque estos últimos presenten amplitudes moduladas o cambiantes (teniendo en cuenta que en este ejemplo esta modulación provoca bandas laterales en sincronía con las barras espectrales de 5 Hz, no produciendo por ello una fuga adicional que pudiera alcanzar al fundamental y con ello darse mayores errores de sincronismo). Y como en este caso el interarmónico generador de fuga está más alejado (287 Hz) y tiene menor amplitud (9,8 Vrms) que el del otro ejemplo C4-1-Bis (de 178 Hz y 23 Vrms), por ello ahora los errores de sincronismo han sido bastante menores (basta con comparar las figuras 5.20 y 5.21 para poder apreciarlo).

Algo similar ocurriría si al siguiente ejemplo se le quitase la componente interarmónica y se dejase el resto de abundantes armónicos, pero todos ellos por encima de la frecuencia de

corte del filtro y no productores de fuga que pudiera alcanzar frecuencias más bajas como la del fundamental. En este nuevo ejemplo, se tiene un armónico fundamental con una amplitud constante de 230 Vrms, a la que se le suman un 5% del 3er. y del 7º armónico, un 6% del 5º armónico, un 1,5% del 9º y un 3,5% del armónico 11. Estas magnitudes armónicas representan, en condiciones normales, los niveles máximos en la señal de suministro de baja tensión propuestas en la norma EN50160. Al igual que en ejemplos anteriores, se prolonga la duración de la señal a un tiempo total de 10 s para cada una de las frecuencias fundamentales emuladas y que varían de nuevo entre 40 y 60 Hz. Si se simula este nuevo ejemplo, puede comprobarse que el error de sincronización no aumenta de forma significativa con respecto al de muestreo propio de una señal sinusoidal pura. Pero si además se le añade una nueva componente, interarmónica, con una amplitud de un 3% de la del fundamental y con una frecuencia constante de 178 Hz, los errores de sincronismo aumentan de forma notable, pero pese a ello son algo menores a los obtenidos con el ejemplo C4-1-Bis. Esto se debe a que, aunque ambos ejemplos comparten la misma frecuencia interarmónica, en el último caso analizado la amplitud ha sido menor, de un 3% frente a un 10% en el ejemplo C4-1-Bis, y consecuentemente también la fuga espectral dispersa hacia la cercana zona del fundamental. Los resultados de la simulación de este nuevo ejemplo, ya con todas sus componentes espectrales, se muestran en la figura 5.22. Hay que denotar que en este caso sí se ha adaptado la posición relativa de todas las componentes armónicas respecto a la frecuencia fundamental concreta simulada en cada momento, con excepción del interarmónico de 178 Hz que se ha mantenido fijo. Por ejemplo, para una F_n de 45 Hz, los armónicos 3, 5, 7, 9 y 11 estarían ubicados en 135, 225, 315, 405 y 495 Hz, respectivamente.

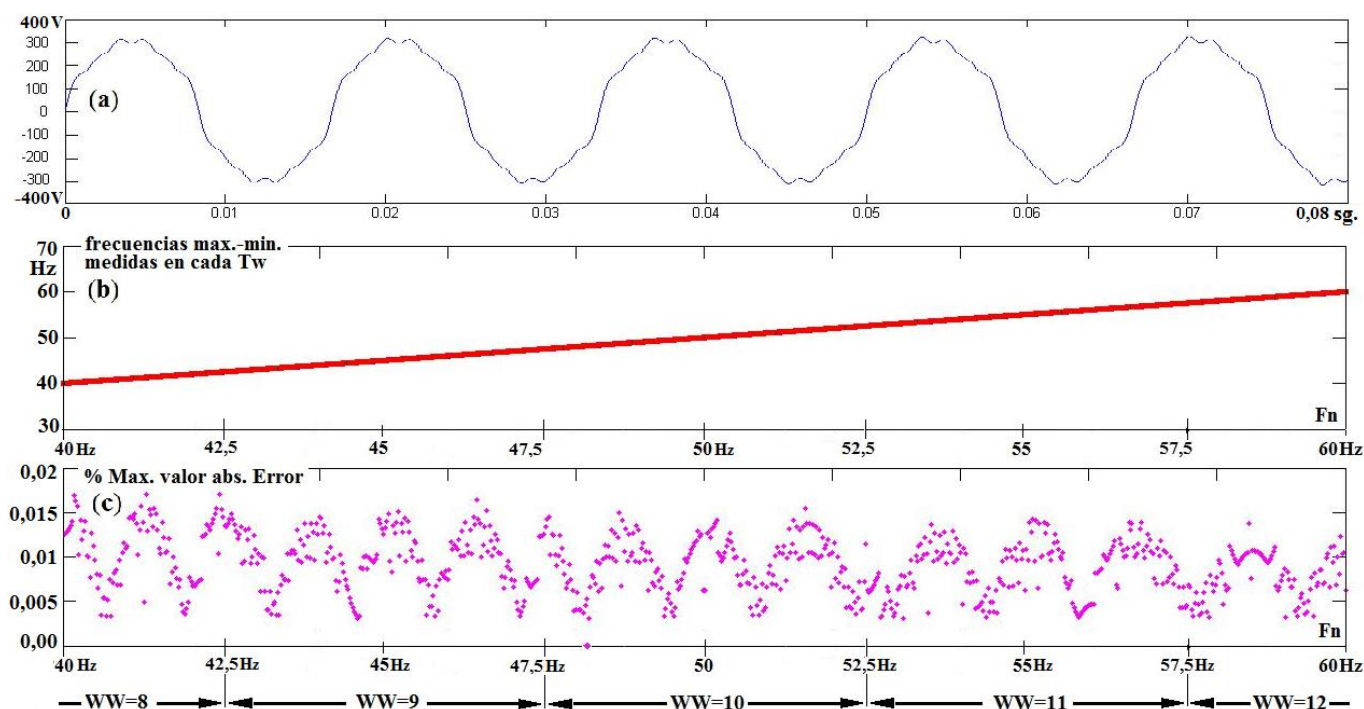


Figura 5.22 Simulación para la tensión con los niveles máximos de armónicos indicados en la norma EN50160, a los que se añade un interarmónico en 178 Hz con un 3% de amplitud del fundamental, y barrido de éste entre los mismos márgenes y resto de condiciones de simulaciones anteriores. Forma de onda al comienzo del tiempo de análisis antes del filtrado (a), frecuencias fundamentales máxima y mínima medidas dentro de cada tiempo T_w (b), y errores porcentuales de mayor valor absoluto para cada una de dichas frecuencias (c). Otro caso con errores por muestreo y por armónico e interarmónico, con $F_s = 80$ kHz y $D_f \approx 5$ Hz.

Si ahora, en vez de armónicos con amplitud fija o modulada e interarmónicos, se le añade ruido blanco o gaussiano con 40 dB de relación señal/ruido a la onda senoidal de 230 Vrms cuya frecuencia fundamental varía en el mismo rango y condiciones que en los ejemplos anteriores, los resultados de la simulación se muestran en la figura 5.23. Se ha comprobado en otras simulaciones que, si se disminuye más la relación señal/ruido, los errores superan, para bastantes de las frecuencias estudiadas, los niveles recomendados. Para el caso estudiado en la figura, se observa que también en algunas frecuencias los errores máximos en valor absoluto, detectados a lo largo del tiempo T_w analizado para cada frecuencia, superan el 0,03% (véase gráfica (b), en las zonas indicadas por las flechas). Y retomando de nuevo las diferencias entre los errores máximo y mínimo para cada frecuencia simulada (gráfica (a) de la misma figura 5.23), se observa que para muchas frecuencias se mantienen los niveles mínimos o propios de la frecuencia de muestreo (en torno a un 0,006 %, compárese con la gráfica (b) de la figura 5.17, para la misma F_s y Df que el caso actual). Para otras frecuencias fundamentales simuladas, la influencia del ruido añadido parece incrementar en un valor constante los errores por muestreo, desplazándolos de una forma bastante uniforme como si el ruido afectara por igual a todas las frecuencias simuladas, dada su naturaleza aleatoria. Esto también se aprecia en los máximos errores absolutos en la figura 5.23-(b).

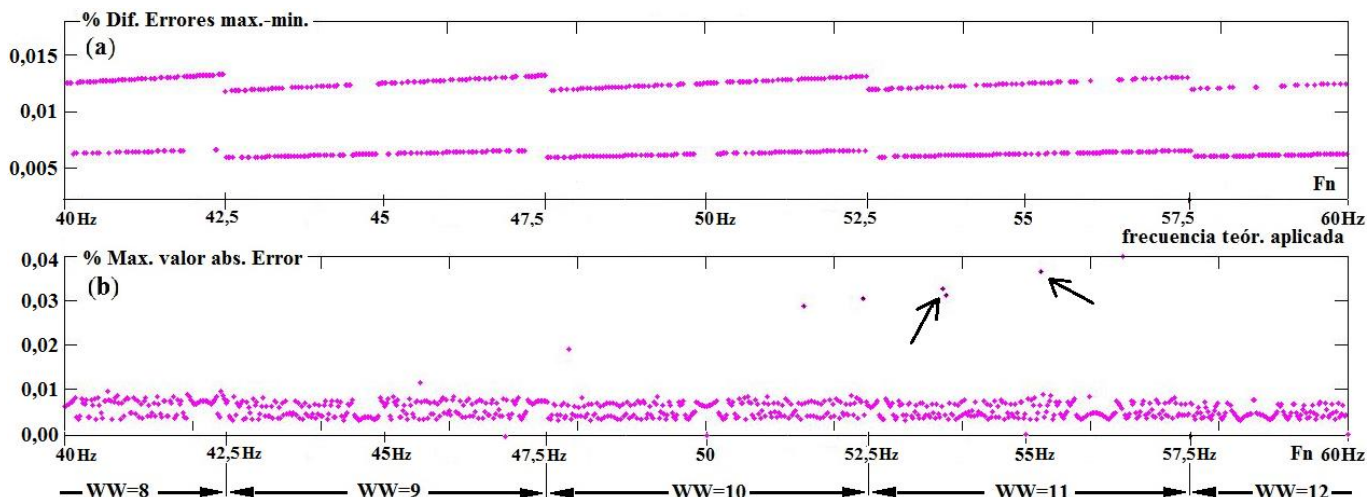


Figura 5.23 Simulación de tensión de fase senoidal de 230 Vrms, con frecuencia variable entre los mismos márgenes y condiciones de simulaciones anteriores, a la que se añade ruido blanco con 40 dB de relación señal/ruido. Diferencias entre los errores porcentuales extremos de las frecuencias fundamentales máxima y mínima halladas dentro de cada tiempo T_w (a), y errores porcentuales de mayor valor absoluto para cada una de dichas frecuencias (b). Caso con errores por muestreo y por ruido gaussiano, con $F_s = 80$ kHz y $Df \approx 5$ Hz.

En todas las simulaciones anteriores se ha mantenido la posición del interarmónico fija, y fuera de la banda de paso del filtro paso bajo, aunque tampoco muy lejano a la misma. Cabe esperar que si el interarmónico estuviera más cercano al fundamental su daño en el proceso de sincronismo sería mayor (como se acaba de observar con el propio ruido, que al tener ancho de banda infinito también entraba en la banda de paso del filtro). En el ejemplo cuyos resultados se muestran en la figura 5.24, se mantiene fijo en 50 Hz un fundamental de 230 Vrms, y se hace un barrido de valores entre 5 y 125 Hz, de una frecuencia interarmónica con un 1% de amplitud del fundamental. De forma similar a ejemplos anteriores, para cada valor de la variable del eje horizontal, en este caso de frecuencia interarmónica f_i , ya que la fundamental F_n es constante, se realiza una simulación con un tiempo total de T_w (10 s),

segmentado en ventanas cortas de tamaño tw , (y éstas formadas a su vez por $WW = 10$ periodos del fundamental de 50 Hz). Se aprecia cómo al incrementar la frecuencia del interarmónico hay una tendencia a reducirse los errores. Quizás por ello haya un mayor número de desvíos en los cruces por cero del fundamental de 50 Hz y sus errores tiendan a anularse unos con otros, dentro de una misma ventana tw de análisis. Pero para valores mucho más cerca de la frecuencia de corte del filtro (de 100 Hz), se va atenuando la amplitud del interarmónico y con ello éste produce menos fuga que alcance al fundamental, (ya que no hace falta que el interarmónico esté dentro de la banda de paso, los efectos de su fuga pueden entrar también en ésta), dando lugar a una reducción más brusca de los errores de sincronismo. Observando con más detalle los errores de sincronismo en una determinada zona de frecuencias, puede apreciarse que son mínimos en el entorno de las frecuencias interarmónicas múltiplo de la resolución frecuencial usada (40, 45, 50, 55 y 60 Hz) ya que a medida que el interarmónico se va pareciendo más a estas frecuencias, los desvíos por él provocados en los cruces por cero se van acercando cada vez más a los verdaderos puntos donde debe cruzarse la señal senoidal fundamental que se quiere sincronizar (y además en esos casos es cuando menor fuga espectral genera el interarmónico). Y el caso contrario es para las frecuencias interarmónicas ubicadas en posiciones intermedias a los puntos anteriores (cerca de 42,5, 47,5, 52,5 y 57,5 Hz) en las que se dan los máximos errores de sincronismo, ya que, por idénticas razones, los interarmónicos ubicados justo en el centro del espacio entre dos barras espectrales son los que provocan la máxima fuga espectral, como se verá con detalle en el apartado 5.4.1. Esto último se aprecia con mayor claridad en la gráfica (c) de la misma figura 5.24, en la que se indican los porcentajes medios de error en las frecuencias detectadas en el análisis de cada tiempo T_w usado para cada frecuencia simulada (50 ventanas tw y sus correspondientes frecuencias a partir de las cuales se halla esta media, para cada una de las frecuencias interarmónicas simuladas en este ejemplo), dando claramente un máximo en las posiciones inter-barras espectrales y un mínimo de cero error en los casos en que el interarmónico adopta exactamente el valor de una barra espectral. De hecho, en esos casos no emite fuga espectral y se comporta por tanto más como un armónico.

Los interarmónicos cercanos a la frecuencia fundamental y/o la fuga que alcance a ésta procedente de otros más lejanos (como ha ocurrido con los 178 Hz del ejemplo C4-1-Bis), junto con el ruido blanco o gaussiano (que por definición alcanza todo el rango de frecuencias, por lo que sólo podemos filtrar las componentes más altas), son las perturbaciones que más han afectado al incremento del error por sincronismo mediante detección de cruces por cero. Esto da lugar a valores mucho mayores que los causados por el error de muestreo (dada la alta frecuencia F_s utilizada en nuestros ensayos, que minimiza este último tipo de error). En relación a lo anterior, se pueden filtrar digitalmente frecuencias interarmónicas por encima de la de corte, pero sería un error considerar que la fuga espectral por ellas producida hubiera alcanzado antes a frecuencias inferiores. La fuga espectral se produce cuando se emplea una ventana y se calcula la DFT, y por ello el filtro paso bajo digital se ha aplicado antes (basta con que la señal esté discretizada para poder filtrarla digitalmente) para así atenuar los interarmónicos, y con ello disminuir la posterior fuga por ellos producida en cuanto se calcule la DFT. No obstante, esto no evita que los interarmónicos que no hayan sido suficientemente atenuados por el filtro puedan producir posteriormente, al realizar la DFT, suficiente fuga espectral que alcance a la frecuencia fundamental usada como referencia del sincronismo y provoque con ello ciertos errores, como ha ocurrido con la mencionada componente interarmónica de 178 Hz. Por supuesto, aquellas componentes por debajo de la frecuencia de corte del filtro paso bajo, o cercanas a ésta, es inevitable que afecten más.

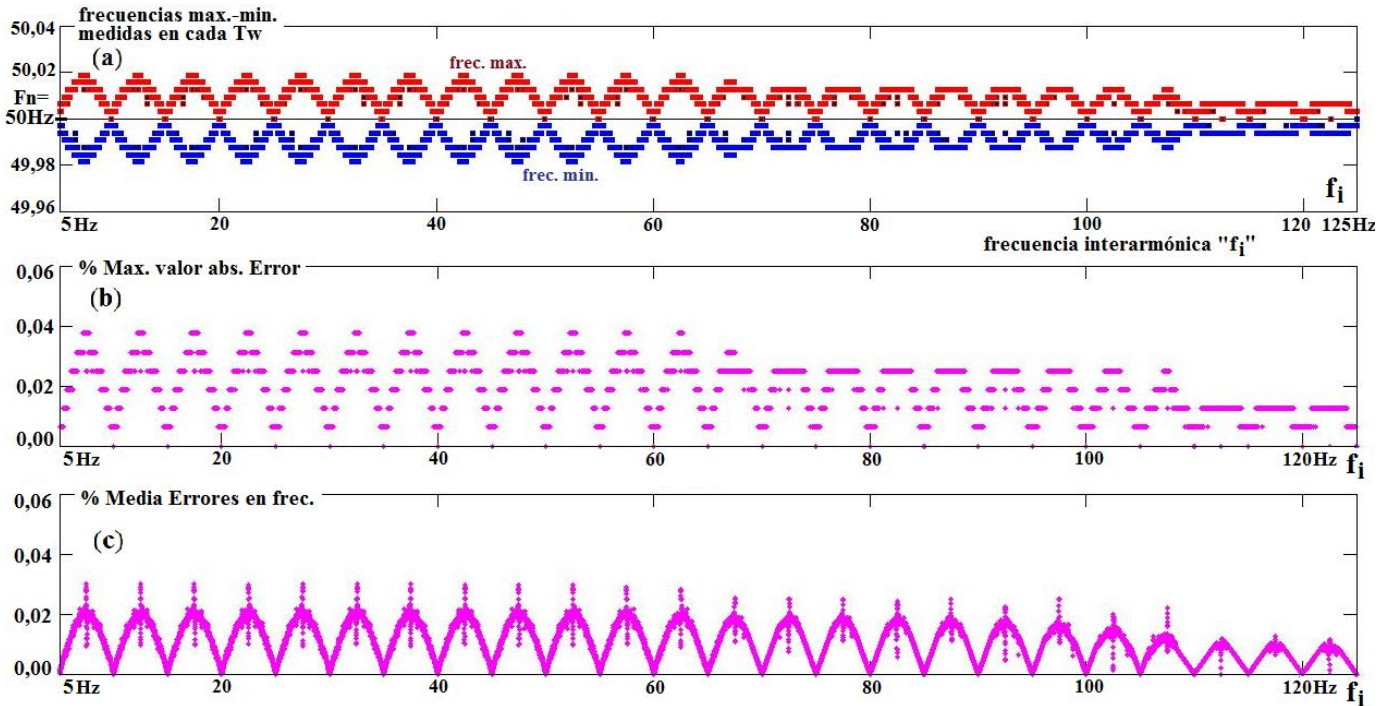


Figura 5.24 Simulación de tensión de fase senoidal de 230 Vrms y 50 Hz, a la que se suma un interarmónico con un 1% de amplitud y de frecuencia variable entre 5 y 125 Hz. Frecuencias fundamentales máxima y mínima medidas dentro de cada tiempo T_w (a), errores porcentuales de mayor valor absoluto para cada una de dichas frecuencias (b), y porcentajes medios de error en las frecuencias detectadas en el análisis de cada tiempo T_w (c). Caso con errores por muestreo e interarmónico, con $F_s = 80\text{kHz}$ y $Df \approx 5\text{ Hz}$.

Para estudiar el comportamiento dinámico del sistema de sincronismo, se genera ahora una señal sintética simulando una tensión de fase de 230 Vrms cuya frecuencia dependa del tiempo (tipo *chirp*), de modo que ésta varíe linealmente entre 40 y 60 Hz a lo largo de un tiempo total de simulación de $T_w = 60\text{ s}$. En este caso se trata de una sola simulación durante un tiempo T_w único para una señal de frecuencia variable, y no como en anteriores ejemplos en los que se simulaban múltiples señales sintéticas, con una frecuencia distinta cada una, y todas ellas durante tiempos independientes. Se observará el seguimiento de la frecuencia detectada, respecto al valor teórico generado en cada instante, y la influencia de los errores por muestreo y por perturbaciones como el ruido blanco. También se repasará la influencia del valor de la frecuencia de muestreo F_s y del tamaño de la ventana t_w de análisis en la cuantía de los errores producidos. Los resultados de estas simulaciones se muestran en las figuras 5.25 y 5.26. En todas ellas se ha ajustado el número de periodos necesarios para completar la ventana de muestreo (WW) al valor más cercano posible a la ventana de referencia para cada resolución (ventanas de unos 0,2 s si la resolución es de 5 Hz, y de unos 0,4 s para 2,5 Hz) de acuerdo al valor de la frecuencia existente en cada instante, tal como se aprecia en la gráfica inferior de todas las figuras.

El error de sincronismo por muestreo (figura 5.25), visible cuando se trabaja con tonos puros sin ruidos ni perturbaciones, oscila entre márgenes similares a los obtenidos para señales con frecuencias constantes durante cada tiempo T_w analizado (ver figura 5.17). Hay que tener en cuenta que en la actual simulación no se calculan los valores máximos ni mínimos, sino una sola frecuencia y su error relativo tras cada ventana t_{w_i} analizada.

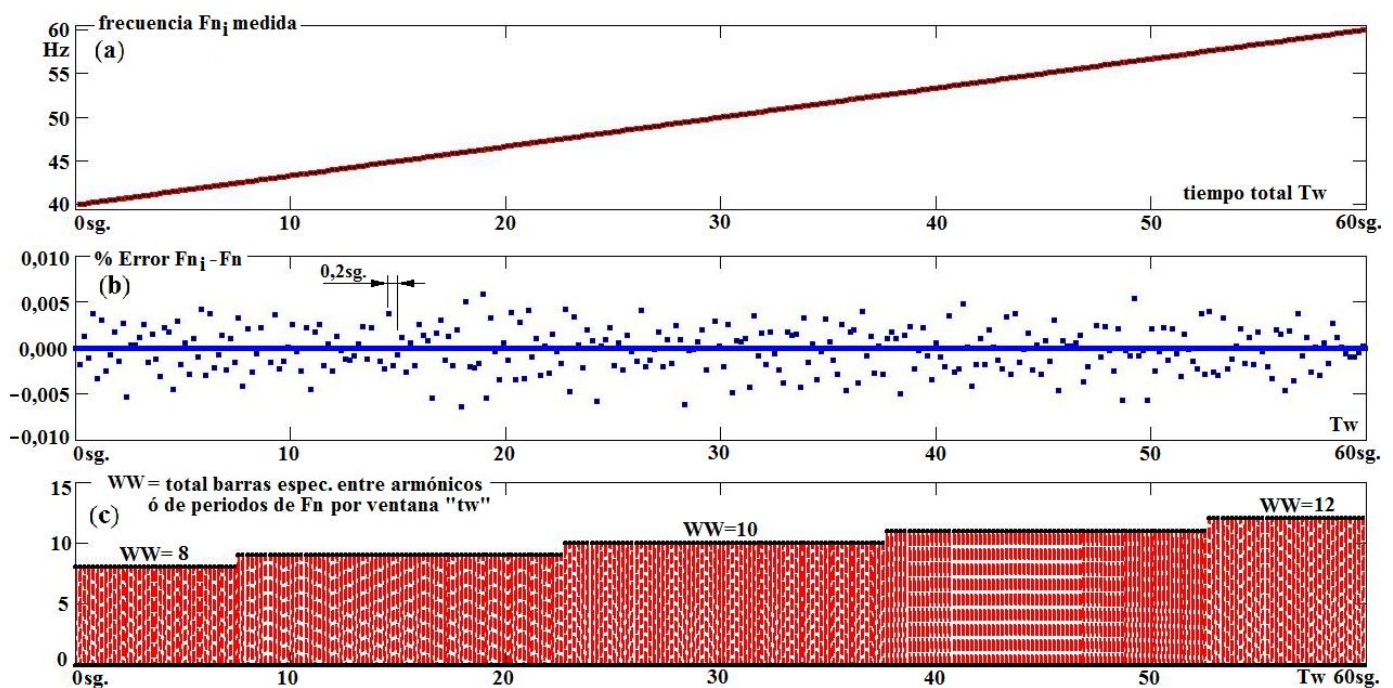


Figura 5.25 Simulación de tensión de fase senoidal de 230 Vrms cuya frecuencia varía linealmente entre 40 y 60 Hz a lo largo de un tiempo total de simulación de $T_w=60$ s. Frecuencias fundamentales detectadas tras cada ventana corta tw_i analizada (a) y sus errores relativos (b), número más aproximado WW de periodos que completan la ventana corta tw estándar (c). Caso con sólo errores por muestreo, con $F_s = 80$ kHz y $Df \approx 5$ Hz.

Si se añade ruido blanco (con ancho de banda infinito, por lo que los efectos del filtrado sólo repercuten en las frecuencias por encima de la banda de paso y el resto del ruido se mantiene superpuesto a las componentes espectrales de la zona alrededor del fundamental, afectando por ello al sincronismo) a la señal de frecuencia variable con el tiempo simulada, como es lógico, aumentarán los errores de sincronismo respecto al caso anterior con sólo errores por muestreo. Esto se aprecia en los resultados de la simulación mostrados en la figura 5.26. Como ahora la relación S/N es menor (15 dB) que en el caso de la otra simulación (con 40 dB, ver figura 5.23) se comprueba claramente que por ello los errores de sincronismo son mayores cuanto menor sea la relación señal/ruido de nuestra señal.

Es interesante comprobar que también con señales con perturbaciones como la simulada en esta figura 5.26 se cumple que los errores de sincronismo, al menos usando la técnica de detección de cruces por cero, disminuyen con la frecuencia de muestreo F_s y con el tamaño de la ventana tw de análisis elegida: los mayores errores se observan para una frecuencia $F_s = 40$ kHz, con $tw = 0,2$ s (ver gráfica (d) de la figura); que disminuyen al aumentar la frecuencia de muestreo a $F_s = 80$ kHz, como se observa en la gráfica (c), y se reducen aún más si se incrementa el tamaño de la ventana a $tw = 0,4$ s (f).

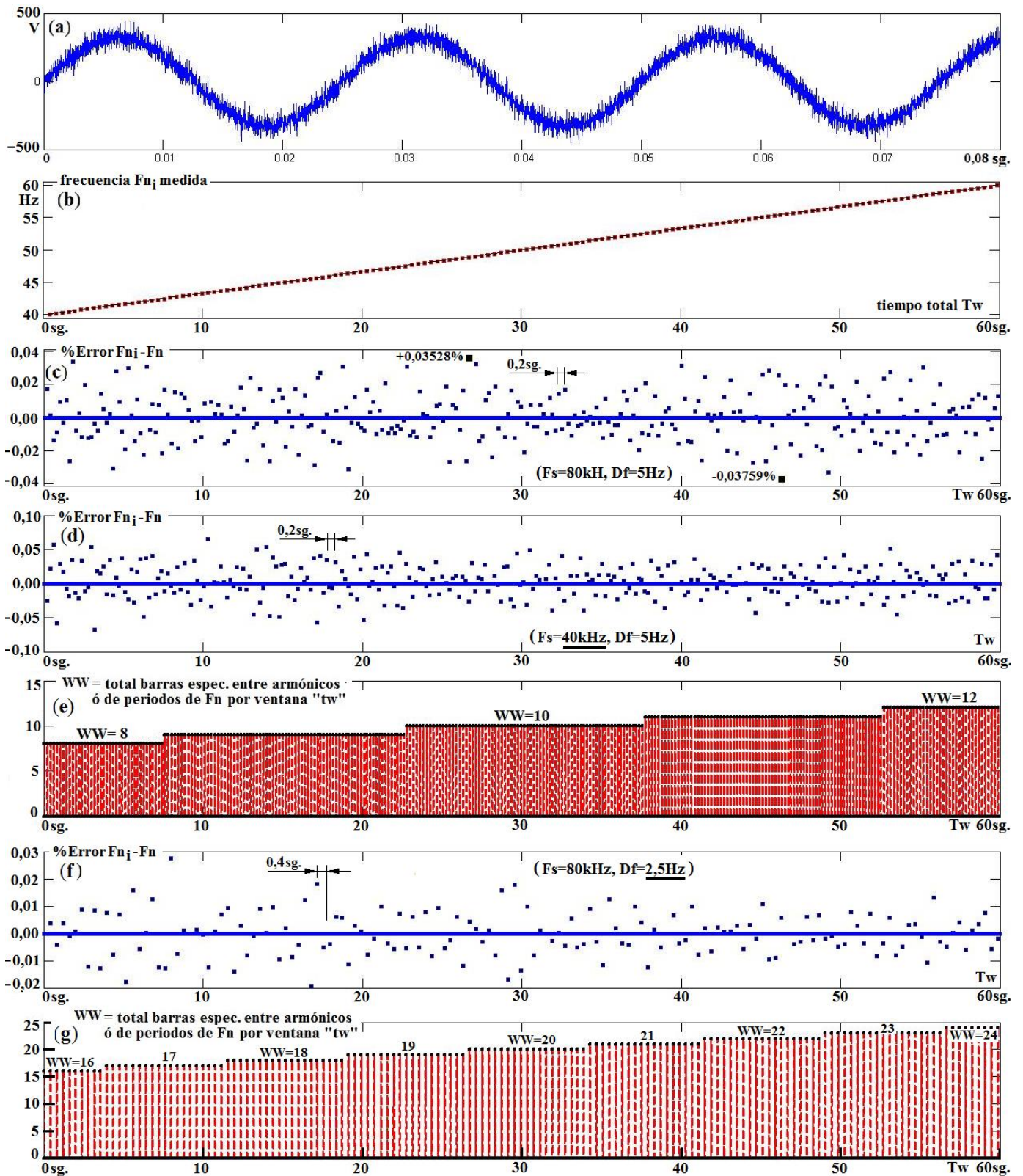


Figura 5.26 Simulación de tensión de fase de 230 Vrms y frecuencia que varía linealmente entre 40 y 60 Hz a lo largo de $T_w = 60$ s, a la que se añade ruido blanco con 15 dB de relación S/N. Forma de onda antes del filtrado y al comienzo del tiempo de análisis (a), frecuencias fundamentales medidas tras cada ventana tw_i (b) y sus errores relativos para $F_s = 80 \text{ kHz}$ (c) y $F_s = 40 \text{ kHz}$ (d) con resolución $D_f = 5 \text{ Hz}$ en ambos casos, y con resolución $D_f = 2,5 \text{ Hz}$ (f), número más aproximado WW de periodos que completan la ventana corta estándar para $tw \approx 0,2 \text{ s}$ y $D_f \approx 5 \text{ Hz}$ (e), y para $tw \approx 0,4 \text{ s}$ y $D_f \approx 2,5 \text{ Hz}$ (g).

Verificación del sincronismo mediante ensayos reales.

Todas las señales sintéticas utilizadas hasta ahora, a excepción de la señal de frecuencia dependiente del tiempo o tipo *chirp*, han presentado un estado cercano al estacionario, simulando la presencia de ruidos y otras perturbaciones que han causado variaciones de frecuencia y/o amplitud que han incrementado los errores de sincronismo respecto a los del muestreo de la señal original. A continuación, se verá con ejemplos de datos de señales reales, extraídos de los propios ensayos realizados para esta tesis, que los resultados, tratando dichos datos con nuestro algoritmo de análisis, son incluso mejores a los simulados anteriormente.

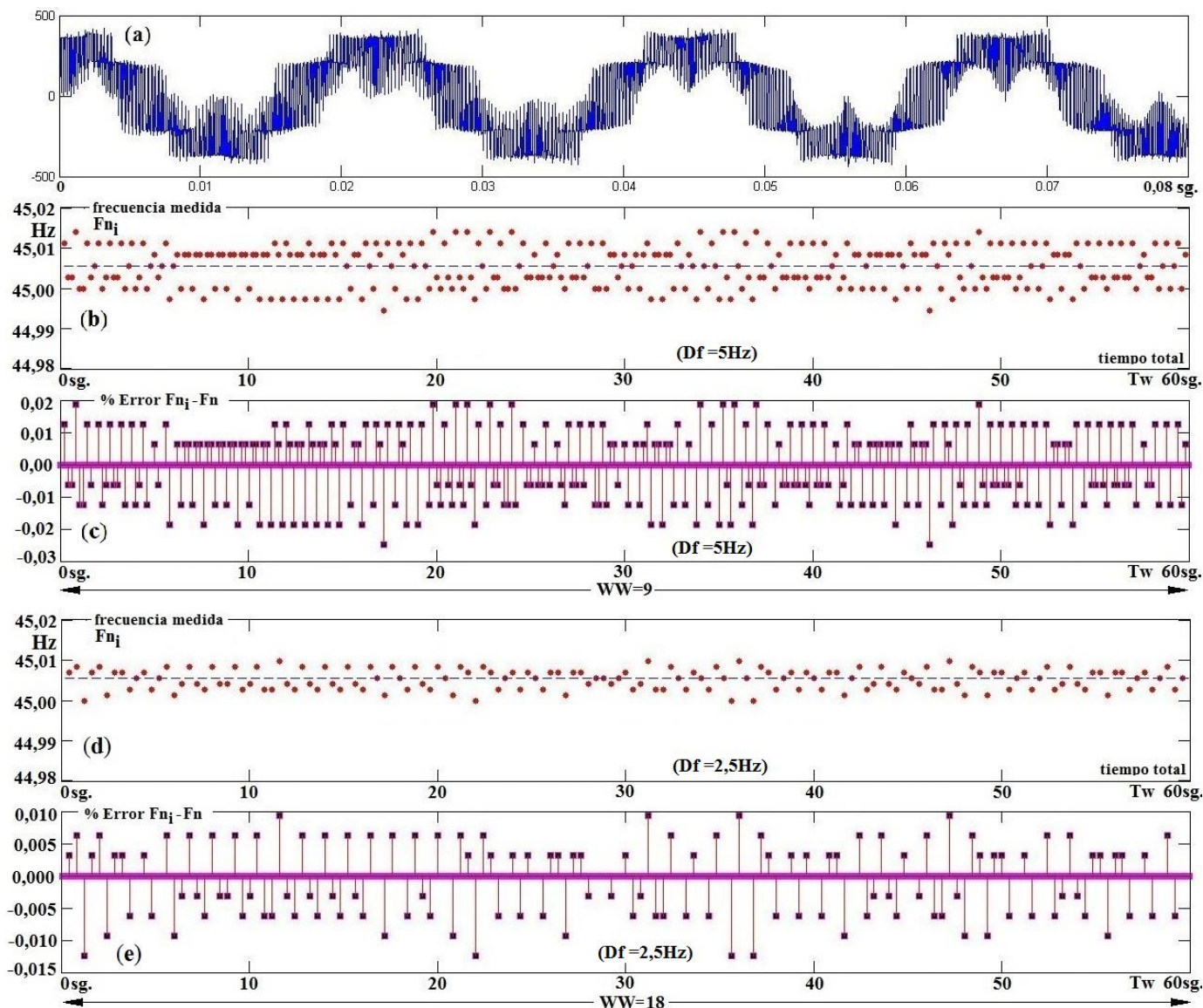


Figura 5.27 Tensión de fase, usada como referencia de sincronismo, obtenida de ensayo real con variador de Allen-Bradley, en modo de control escalar, con $F_c = 4$ kHz, $F_n \approx 45$ Hz, excitando motor sano M04 con alta carga. Forma de onda antes de filtrarla (a), frecuencias fundamentales medidas tras cada ventana corta tw_i analizada (b) y sus errores relativos (c) para una resolución $D_f \approx 5$ Hz, y para una resolución $D_f \approx 2,5$ Hz (d) y (e). Tiempo total de ensayo $T_w = 60$ s y frecuencia de muestreo de $F_s = 80$ kHz.

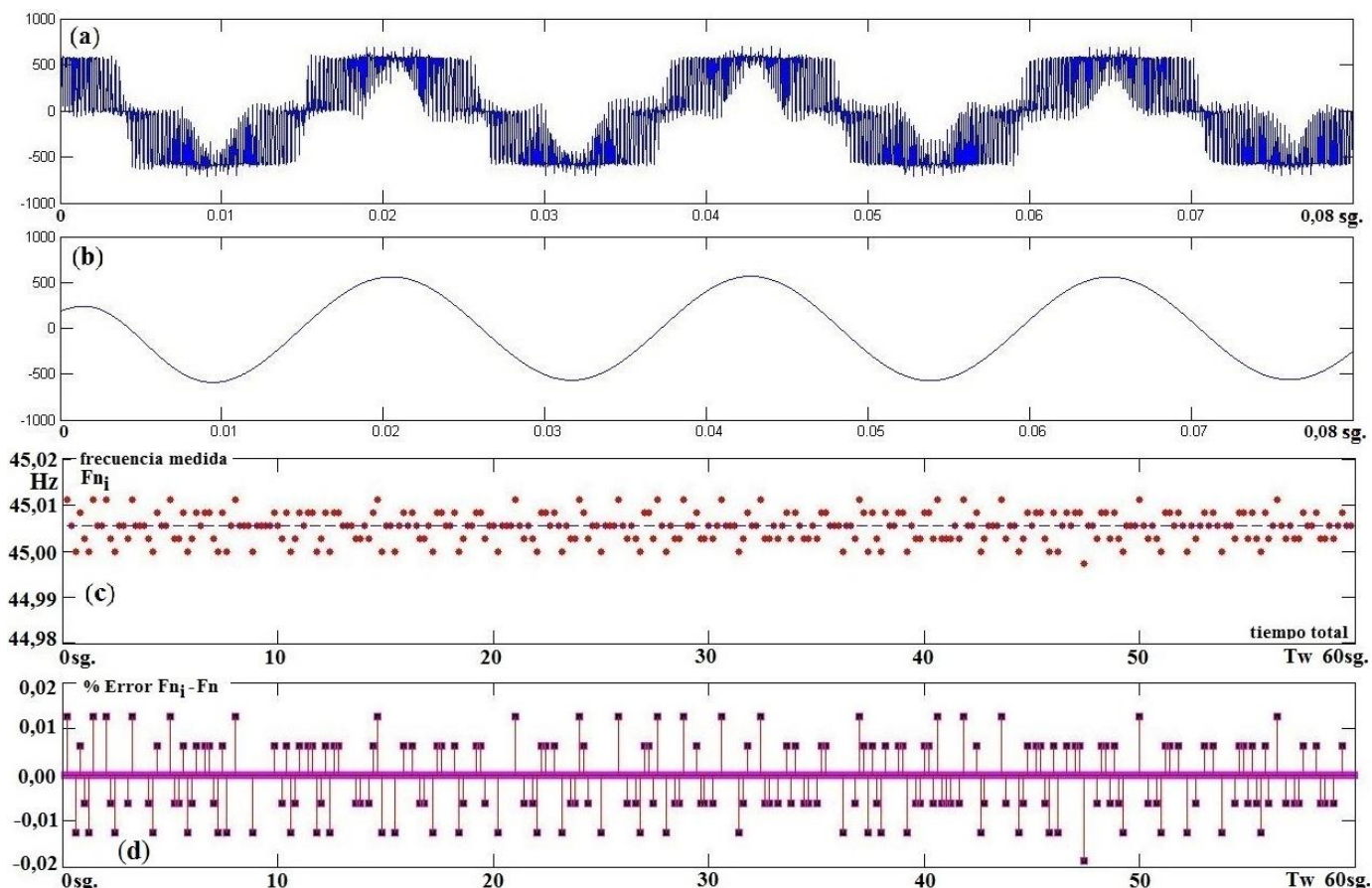


Figura 5.28 Tensión de fase a fase, usada como referencia de sincronismo, obtenida del mismo ensayo real con variador Allen-Bradley de la figura 5.27, con $F_n \approx 45$ Hz. Forma de onda antes de filtrarla (a) y tras el filtrado y corrección de retardos (b), frecuencias fundamentales medidas tras cada ventana tw_i analizada (c) y sus errores relativos (d). $T_w = 60$ s, $F_s = 80$ kHz, $D_f \approx 5$ Hz.

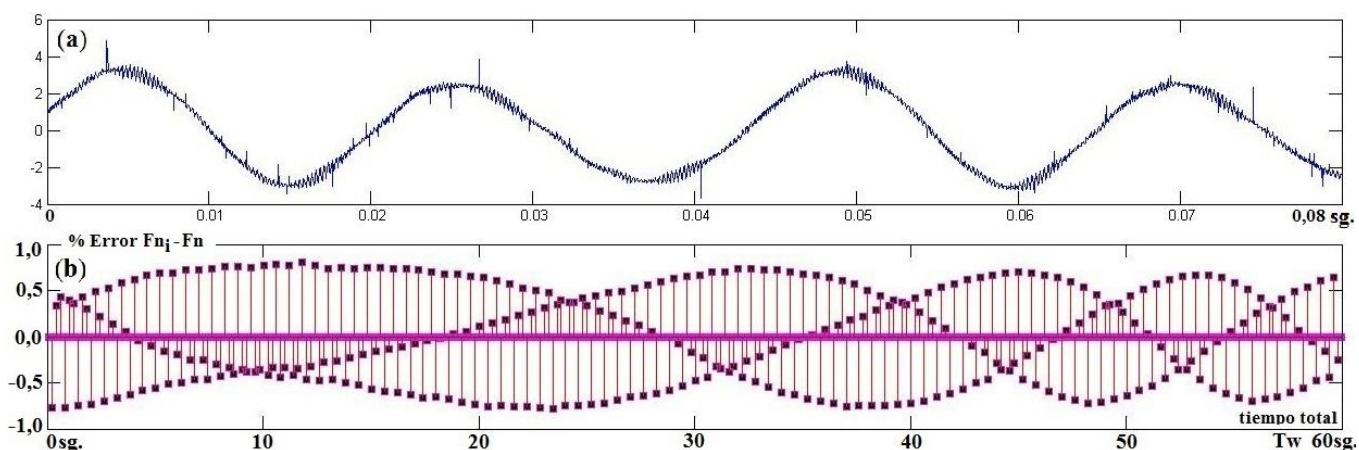


Figura 5.29 Intensidad de línea, usada como referencia de sincronismo, obtenida del mismo ensayo real con variador Allen-Bradley de la figura 5.27, con $F_n \approx 45$ Hz. Señal antes de filtrar (a), errores relativos de frecuencias medidas tras cada ventana tw_i (b). $T_w = 60$ s, $F_s = 80$ kHz, $D_f \approx 5$ Hz.

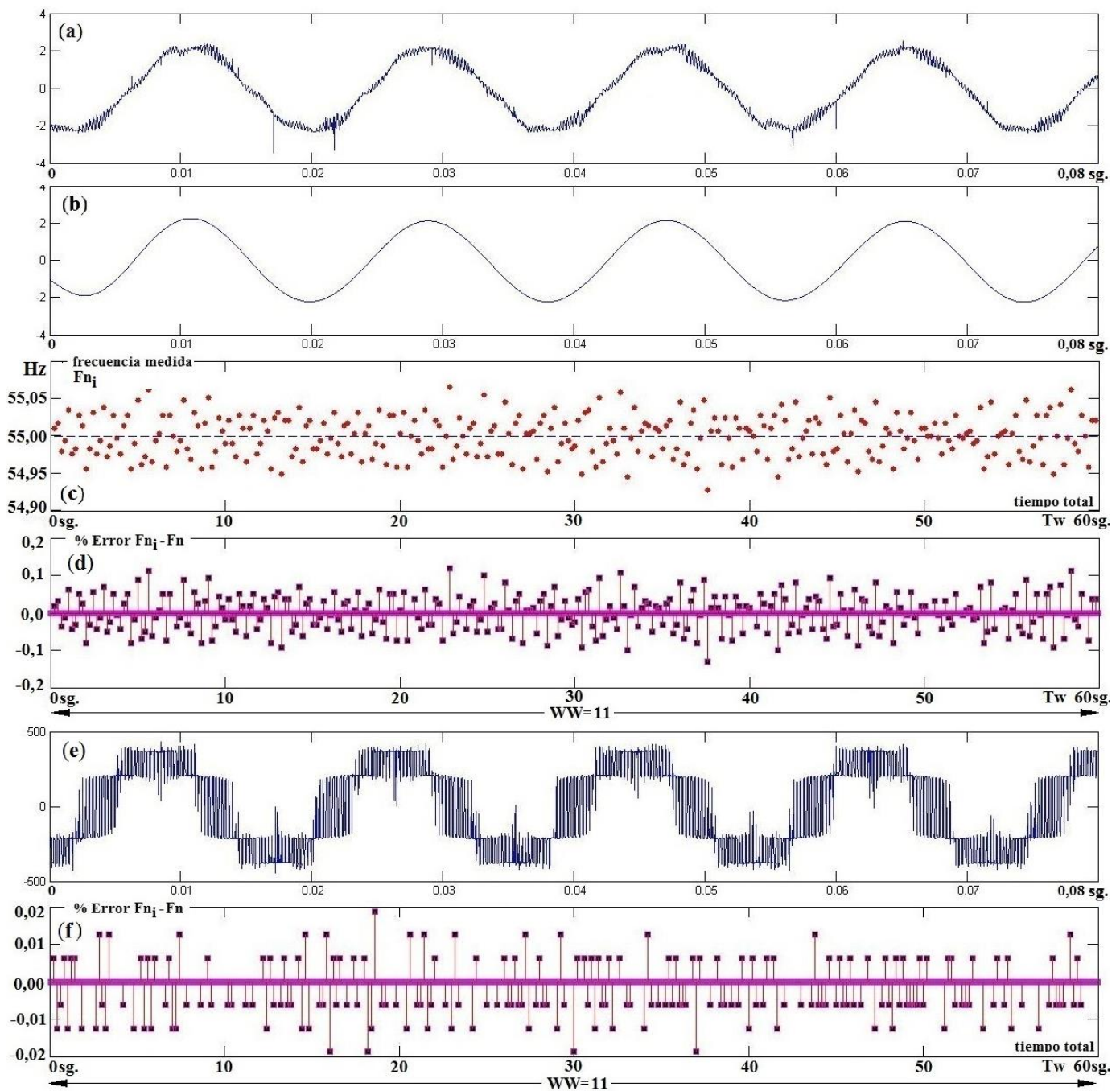


Figura 5.30 Sincronización con señales de ensayo real con variador Altivar, con control de par constante PCN, con $F_c = 4$ kHz, $F_n \approx 55$ Hz, excitando motor con barra rota M01 con alta carga. Forma de onda de intensidad antes de filtrarla (a) y tras el filtrado y corrección de retardos (b), frecuencias fundamentales medidas tras cada ventana tw_i analizada (c) y sus errores relativos (d) usando la intensidad como referencia. Forma de onda de tensión de fase antes de filtrarla (e) y errores relativos de frecuencias medidas usando esta tensión como referencia (f). $T_w = 60$ s, $F_s = 80$ kHz, $D_f \approx 5$ Hz.

En las figuras 5.27, 5.28, y 5.29 se muestran los resultados de la sincronización entre el armónico fundamental y las diferentes ventanas tw analizadas usando el algoritmo desarrollado en esta tesis, a partir de los datos adquiridos de un ensayo con un variador de Allen-Bradley, en modo de control escalar, con frecuencia de conmutación $F_c = 4$ kHz,

fundamental de salida de $F_n \approx 45$ Hz y excitando el motor sano M04 con alta carga usado en los mismos ensayos que se verán en el capítulo 6. En la primera de ellas se usa la tensión de fase como referencia de sincronismo, dando lugar a errores que oscilan entre unos +0,02% y -0,025% usando un tamaño de ventana de referencia de unos 0,2 s, y reduciéndose a unos +0,01% y -0,013 % al aumentar el tamaño de ventana a 0,4 s. En la figura 5.28 se usa como referencia de sincronismo la tensión de fase a fase, repitiendo resolución de 0,2 s y reduciéndose de nuevo los errores detectados respecto a usar como referencia la tensión de fase. Finalmente, en la figura 5.29 se usa como referencia la intensidad de línea que alimenta el estator del motor del mismo ensayo, obteniéndose los peores resultados de sincronismo ($\pm 0,8\%$), como cabía esperar con una señal que presenta fuertes interarmónicos cercanos al fundamental, lo cual se apreciará mejor en la respuesta en frecuencia de la intensidad de estos mismos ensayos que se verán en el capítulo 6.

Analizando ahora los datos de un ensayo con un variador Altivar de Telemecanique, trabajando con un control en lazo cerrado (modo de par constante normal, PCN), con frecuencia de conmutación $F_c = 4$ kHz, fundamental de salida de $F_n \approx 55$ Hz y excitando un motor con barra rota M01 con alta carga, se obtienen los resultados indicados en la figura 5.30. Se aprecia mejor sincronización con la tensión de fase que con la de intensidad, con porcentajes de error casi diez veces menores (ver gráficas (d) y (f) de la figura), siguiendo la misma pauta del resto de fuentes de alimentación ensayadas en esta tesis.

Esto se repite para el caso de ensayos con alimentación directa desde la red de suministro, donde de nuevo la tensión es mejor señal de referencia de sincronismo que la intensidad, tal como se aprecia en la figura 5.31. En el caso de la tensión de fase como señal de referencia (gráficas (a)-(c) de la figura) se ha alimentado el motor sano o sin barras rotas (denominado M04) a baja carga, y en el caso de uso de la señal de intensidad para el mismo fin (gráficas (d)-(e) de la figura) se ha excitado el mismo motor pero con alta carga. Es curioso que, aunque las formas de onda tanto de tensión como de intensidad de la red sean aparentemente mejores que las del convertidor, sin embargo, resulten igual o incluso a veces menos apropiadas para ser usadas como referencia de sincronismo debido a que es la parte de bajas frecuencias la que más influye de cara a sincronizar y ésta no se diferencia tanto de la del convertidor.

Además de los resultados mostrados a modo de ejemplo en este último apartado, se ha verificado que en todos los ensayos analizados en esta tesis, que se describirán con detalle en el capítulo 6, se han conseguido niveles de sincronismo con errores menores a los señalados por la normativa, pese a haberse medido señales a la salida de variadores, con aparentes peores formas de onda que las de la red eléctrica presente a su entrada.

En este apartado se ha visto que, debido a que la normativa no define ningún método de medida para la evaluación de la frecuencia fundamental ni para probar la sincronización del instrumento, se ha desarrollado en esta tesis un procedimiento para verificar el correcto comportamiento del método de sincronismo utilizado, incluyendo diferentes posibles motivos de error y no sólo el de muestreo, e incorporando también resultados de sincronización con datos experimentales. Se ha demostrado además la influencia, tanto con señales sintéticas como con ensayos reales, del tamaño de la ventana tw y de la frecuencia F_s de muestreo en los errores de sincronismo detectados; y con ello en la fuga espectral que se generará posteriormente cuando se realicen las correspondientes transformadas DFT en cada ventana analizada. Igualmente, la elección de la señal de referencia, bien sea de intensidad, tensión de fase o tensión de fase a fase, también influye considerablemente. Las perturbaciones que más

afectan, al menos usando la técnica de sincronismo por detección de cruces por cero, son las cercanas a la zona del armónico fundamental, bien sea directamente los interarmónicos o ruidos con frecuencias dentro de esa zona, o bien indirectamente la fuga espectral generada por aquéllos que no hayan sido atenuados suficientemente en frecuencias más altas. Quizás por este motivo, en el caso de la red de alimentación y de la salida de los variadores de los ensayos de esta tesis, las mejores señales de referencia son las de tensión, especialmente la de fase a fase, independientemente de que después se realice el tratamiento de todas las señales, usando sólo una de ellas como referencia de sincronismo. El desarrollo de un procedimiento de verificación del método de sincronismo utilizado y el estudio de la influencia en el mismo de ciertos parámetros y sus resultados se consideran parte de las aportaciones de esta tesis.

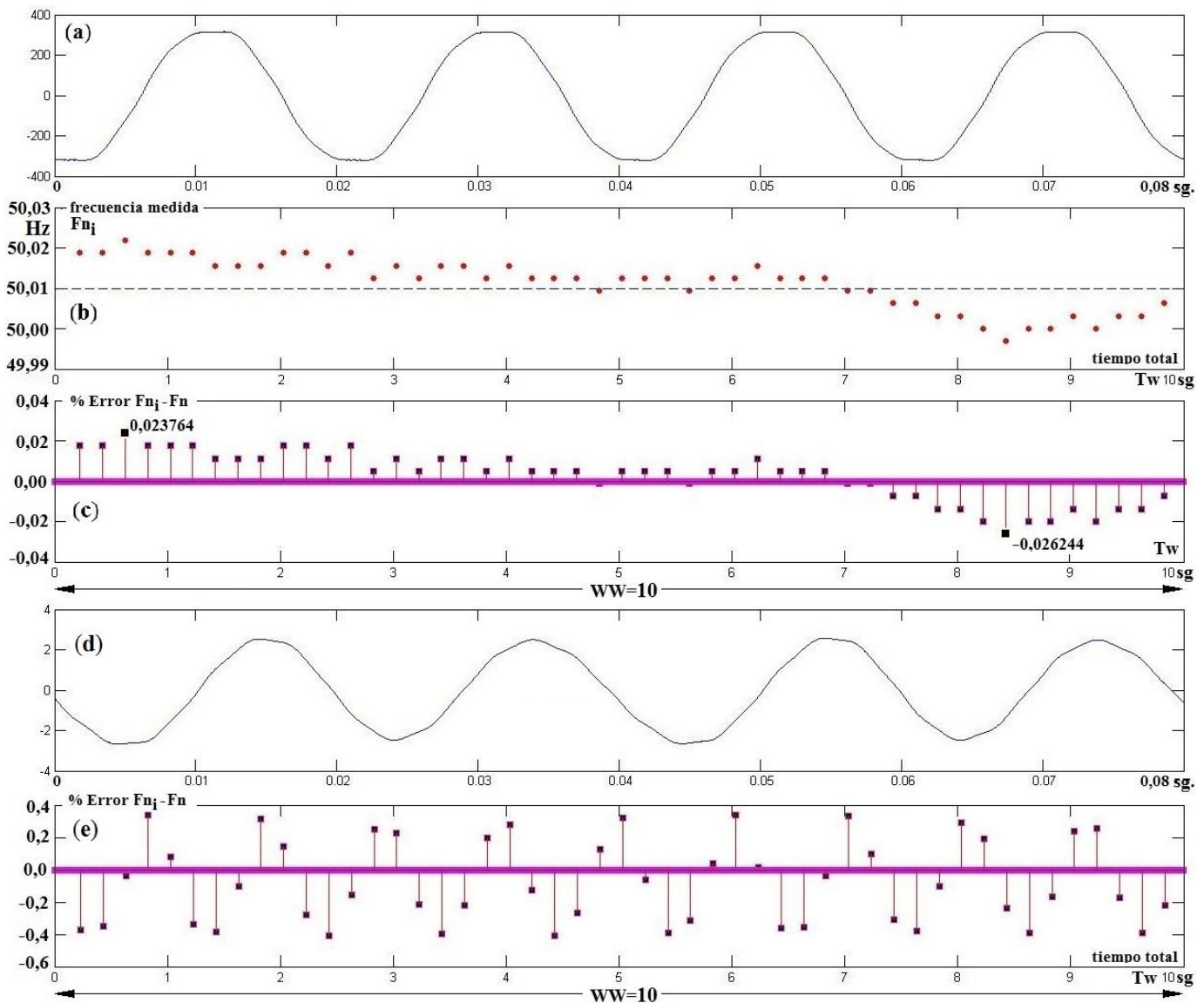


Figura 5.31 Sincronización con señales de ensayo real con alimentación desde red eléctrica, excitando motor sano M04. Forma de onda de tensión de fase antes de filtrarla (a), frecuencias fundamentales medidas tras cada ventana tw_i analizada (b) y sus errores relativos (c) usando la tensión como referencia. Forma de onda de intensidad antes de filtrarla (d) y errores relativos de frecuencias medidas usando la intensidad como referencia (e). $Tw = 10$ s, $F_s = 80$ kHz, $Df \approx 5$ Hz.

5.3.- Agrupaciones frecuenciales y principales parámetros obtenidos.

5.3.1- Consideraciones prácticas sobre los índices de distorsión armónica a utilizar en esta tesis.

Tal como se describió en el capítulo 2, existen diversas tasas de distorsión definidas tanto en la literatura como en la normativa. No obstante, con objeto de adecuarlas al cometido de realizar mediciones a la salida de los variadores usados en los ensayos que se describirán en el capítulo 6, conviene hacer una selección de las tasas e índices que sean más apropiados, y adaptarlos en la medida que sea necesario hacerlo. También se van a definir nuevos índices en aquellos casos en que no exista una alternativa que se adecúe a nuestras necesidades para las medidas a la salida de los variadores de frecuencia ensayados.

Repasando lo comentado en el capítulo 2 en su apartado 2.4.4 sobre las tasas ya existentes, se pueden hacer las siguientes consideraciones prácticas de cara a su uso en esta tesis:

- Las mediciones de la distorsión pueden dar lugar a tasas absolutas (o valores eficaces del total de armónicos y/o interarmónicos comprendidos dentro de una gama de frecuencias, obtenidas como la raíz cuadrada de la suma de cuadrados de sus valores eficaces), y relativas (o tasas de distorsión, halladas como alguna de las anteriores tasas absolutas normalizadas habitualmente dividiendo entre el armónico o bien entre el subgrupo armónico fundamental).

- Las frecuencias medidas pueden ser bajas (LF) o también llamadas frecuencias armónicas, hasta el armónico 40 del fundamental (o también hasta 2 kHz, cuando se trabaja con redes de 50 Hz); y altas (HF) que abarcan desde el final de las anteriores LF hasta llegar a 9 kHz o incluso hasta los 150 kHz si se desea medir perturbaciones debidas a comunicaciones por la red o PLC's, como ya se comentó anteriormente. Si la división entre bajas y altas frecuencias se hace de forma relativa, la frecuencia real del armónico 40 dependerá del valor del fundamental generado en cada caso por el variador (por ejemplo, para un fundamental de 40 Hz el armónico 40 sería de 1600 Hz, y para un armónico principal de 60 Hz el armónico superior sería de 2400 Hz). Si se desea abarcar los primeros 40 armónicos tal como se comenta en las normativas, parece que entonces el límite entre LF y HF sería variable.

- En la gama de frecuencias bajas LF puede separarse la medición de armónicos de la de interarmónicos, o bien medirse todo el contenido espectral junto, no siendo así para altas frecuencias HF donde no tiene sentido separarlos (ya que a estas frecuencias elevadas ya se perdió posiblemente el sincronismo de la ventana de adquisición con el fundamental, siendo inevitable la mezcla entre interarmónicos generadores de fuga espectral y armónicos receptores de la misma). El hecho de separar armónicos de interarmónicos en las frecuencias altas alrededor de las de conmutación del convertidor podría dar lugar a resultados muy diferentes para el caso de usar éste una modulación síncrona (la portadora múltiplo del fundamental y por tanto armónica también) o asíncrona (por ejemplo, con una portadora de 4 kHz y un fundamental de 45 Hz; por lo que las frecuencias alrededor de 4 kHz y sus múltiplos, separadas de éstas cantidades múltiplos a su vez del fundamental, ya no serían armónicas). En todas las tasas siempre se separa el armónico fundamental (e incluso a veces el subgrupo armónico fundamental, dependiendo de cómo se normalice la tasa) del contenido espectral total a ser evaluado. Puede ser conveniente separar también la continua de todas las tasas, ya que no aporta una información precisa e incluye los *offsets* de toda la instrumentación de medida.

- Para hallar las tasas de distorsión (relativas) se puede dividir o normalizar de diferentes formas:

- Entre el verdadero valor eficaz total de la señal, como se hace con los índices de distorsión de forma de onda FF , TDC , THF_{LF} y $TNHDF$ vistos en [XUX17].
- Entre el armónico fundamental $Y_{H,1}$: cuando en el numerador o tasa absoluta se contemplan sólo armónicos (THD); cuando aparecen todas las barras espectrales (incluidas las adyacentes al fundamental, como por ejemplo en la tasa $ITHDG$ de [DAL15] o en las dos tasas $TIHD$ de [SOL16]); o al normalizar armónicos e interarmónicos individuales (también llamados «factores armónicos» o HF_n) sin agrupar, como se hace en [TES07]. Con esta solución se normaliza respecto al fundamental, sin tener en cuenta los efectos de su posible modulación de amplitud (contenidos en las bandas laterales separadas a 5 Hz de este fundamental), pero también sin tener en cuenta otras frecuencias cercanas como las debidas a barras rotas en el motor de inducción. Los variadores de baja potencia suelen tener una componente continua constante a la salida de la etapa rectificadora por ser ésta no controlada, siendo variable el fundamental a la salida de la etapa inversora; por ello un inconveniente de normalizar entre el fundamental es que, para bajos valores de éste, las tasas de distorsión por él normalizadas pueden adoptar valores elevados. Por ello también existen tasas que normalizan entre constantes, como los valores nominales o incluso entre la componente continua VDC , constante a la entrada de la etapa inversora (que coincide con el valor eficaz del fundamental para un índice de modulación igual a uno). Sin embargo, como todos los variadores ensayados en esta tesis presentan valores similares de componente continua, el hecho de normalizar entre esta constante no aporta información adicional ni ofrece la ventaja de normalizar entre un valor variable y relacionado con el contenido armónico de cada momento (si el fundamental es menor por estar, por ejemplo, trabajando con una frecuencia menor y tratar el variador de mantener la relación V/f constante, también el contenido armónico podrá ser menor en la medida que tenga que serlo).
- Entre el subgrupo armónico fundamental $Y_{sg,1}$: cuando en el numerador aparecen también sólo subgrupos armónicos ($THDS$); o bien todas las barras espectrales excepto las adyacentes al fundamental (como por ejemplo en la tasa $THDGS$ de [DAL15] o en la tasa $TIHDS$ de [LAN16]). Con esta solución en cualquier caso se pretende considerar al fundamental (y a sus armónicos, si éstos también presentan modulación de amplitud) como el conjunto de dicha frecuencia y sus barras espectrales más cercanas, para así tener en cuenta las variaciones de amplitud como formando parte de dicho armónico. Un aspecto negativo de esta normalización, es que también en estas bandas laterales puede aparecer contenido armónico propio de fallos en el motor y que éste influya en la normalización. Por esta razón, podrían no ser comparables medidas entre motor sano y roto, o incluso, dentro de motor roto, entre comparar con deslizamiento alto o bajo y con ello más o menos amplitud y distancia al fundamental de estas frecuencias propias de fallo. Sin embargo, según algunos autores parece más recomendable usar esta normalización entre el subgrupo armónico fundamental cuando se usan métodos sensitivos como la DFT para el tratamiento de señales susceptibles de fuertes variaciones de frecuencia y puede normalizarse entre el fundamental puro cuando se usan métodos más robustos como los filtros de Kalman ([DAL15]). Ya que la salida de los variadores presenta en el estacionario una cierta estabilidad en su contenido armónico y se conoce que es un tipo de señal pseudoestacionaria, podrían aplicarse cualquiera de las dos formas de normalizar según interese.

- También puede incluirse en el denominador el orden de cada armónico considerado, como en la tasa de distorsión armónica total ponderada *WTHD* [HOL03] en la que se da más peso a los armónicos bajos. La tasa *WTHD* es a menudo interpretada como la distorsión normalizada de corriente esperada en una carga inductiva (como por ejemplo un motor) alimentada con el voltaje de salida de un inversor. La *THD* ponderada o *WTHD* se prefiere sobre la *THD* cuando el inversor está generando formas de onda no senoidales o cuadradas. La *THD* pretende expresar la calidad de un seno, por lo que si lo que se está generando no es un seno el beneficio de determinar la pureza de la forma de onda de salida disminuye. La *WTHD* tiene como objetivo predecir la distorsión en la corriente (y por lo tanto las pérdidas adicionales). Para hacer un cálculo preciso de la tasa *WTHD* es necesario tener en cuenta la dependencia de los parámetros del motor con la frecuencia (sobre todo de la resistencia e inductancia de fugas del rotor, además de las pérdidas en el cobre del estator). La tasa más simple o *WTHD* supone una inductancia de fugas total del motor que no varía con la frecuencia.

Otra tasa en la que se presenta el orden de cada armónico considerado es la tasa de distorsión armónica parcialmente ponderada *PWHD*, en la que se da más peso a los armónicos altos (véase [IEC08] en la versión del 2004) al contrario que en la *WTHD*.

- Lo que nunca debería hacerse es normalizar entre un valor que aparezca también repetido en el numerador. Por ejemplo: en la *THD* se normaliza entre $Y_{H,1}$ y por ello los armónicos en el numerador comienzan desde el segundo; las tasas *ITHDG* y *THDGS* de [DAL15] normalizan entre el fundamental o bien entre el subgrupo fundamental respectivamente y, en este último caso, se eliminan además del fundamental también sus barras laterales del numerador.

- Puede ser conveniente añadir a las tasas que midan interarmónicos para frecuencias LF también aquellos comprendidos entre 5 Hz y la barra espectral inmediatamente anterior a la siguiente medida en el segundo grupo/subgrupo armónico/interarmónico, exceptuando las barras correspondientes a la continua y al fundamental (y sus adyacentes si sólo se desea incluir armónicos y no subgrupos armónicos). Esto es similar a lo que hacen [DAL15], sólo que no incluyen las primeras barras espectrales cercanas a la continua, ya que miden desde la mitad de lo que sería el grupo interarmónico de orden cero, por ejemplo desde 25 Hz para un fundamental de 50 Hz.

- En estas frecuencias pueden aparecer barras interarmónicas debidas a fallos en el motor, como por barras rotas y otros desequilibrios en la carga (como las que aparecen en el espectro de corriente a 25 y 75 Hz para un fundamental de 50 Hz). Esto puede ser bueno incluirlo en las tasas de distorsión que abarquen esta zona de bajas frecuencias LF y midan no sólo armónicos, como las tasas *TIHDS_{YLF}* y *TH&IHDS_{YLF}*. Las tasas *TDC* y *TNHDF* ya contienen todos los interarmónicos de la señal, por haberse calculado desde el verdadero valor eficaz total, restándole solamente el fundamental o además también el resto de armónicos puros, respectivamente. Si estos interarmónicos situados en torno al armónico fundamental son relativamente grandes respecto a los ubicados alrededor de otros armónicos más altos, pueden ocultar la información del resto del espectro, lo que supone un inconveniente.

- También es recomendable eliminar la componente continua en los índices de distorsión de forma de onda (*FF*, *TDC*, *THF*, *TNHDF*), restando la barra espectral cero de la medición del verdadero valor eficaz total de la señal, de modo que así se adecúe éste al resto de valores usados en todas las tasas en las que también se ha omitido la componente continua.

5.3.2- Tasas de distorsión y agrupaciones armónicas individuales propuestas para las mediciones en los variadores ensayados.

Recordando todas las agrupaciones e índices estudiados anteriormente (véase capítulo 2, apartados sobre mediciones de armónicos e interarmónicos en el marco de la normativa IEC), la tabla 2.2 mostraba en especial un resumen de las tasas de distorsión definidas también en dicha normativa y en diversas publicaciones y de su forma de normalizar, rango de frecuencias abarcadas y contenido armónico e interarmónico analizado. Se van a usar varias de estas tasas, a modificar y adaptar otras, y a definir algunas nuevas de cara a adecuarlas a todas a las necesidades de las mediciones a la salida de los variadores ensayados, a su rango de frecuencias, al carácter estacionario de las señales y a la detección de posibles fallos en los motores usados como carga. Para ello conviene antes hacer estas observaciones:

- Los índices de distorsión de forma de onda THF_{YLF} , $TNHDF$ y TDC [XUX17], que normalizan entre el valor eficaz total de la señal, serán acondicionados eliminando la componente continua de dicho valor antes de normalizar. Otra opción sería normalizarlos sólo entre el armónico fundamental $Y_{H,1}$, dado que en el numerador de las tasas $TNHDF$ y TDC sí aparecen las barras espectrales laterales a dicho armónico principal por lo que, como se hace en otras tasas, en ese caso se normaliza sólo entre $Y_{H,1}$. De esta forma se evita en cualquier otro caso normalizar entre valores que contengan interarmónicos, a excepción de las barras laterales cuando se normalice entre el subgrupo armónico principal.

- La tasa $THFD_Y$ [BAR13] normaliza entre el grupo armónico principal y, por tanto, entre un contenido interarmónico que produciría resultados inciertos. No es una tasa definida en normativa como para tener la obligación implícita de tenerla en cuenta, al menos para hacer una primera estimación de su utilidad en esta tesis, como puede ocurrir con la tasa $THDG_Y$ [IEC08] que sí se considerará, al igual que las otras dos definidas en la normativa THD_Y y $THDS_Y$.

- En todas las tasas se evitará la componente continua y se añadirán, si fuera necesario por la funcionalidad de la tasa, las barras espectrales correspondientes a los primeros interarmónicos (incluidas en los llamados grupos y subgrupos interarmónicos 0 y 1, como por ejemplo entre 5 y 45 Hz y entre 55 y 95 Hz, para un fundamental de 50 Hz).

- Tampoco se empleará la tasa $TIHD_{2-9kHz}$ [SOL16] ya que no tiene sentido considerar sólo interarmónicos en altas frecuencias (además en la publicación que la propone tampoco se especifica cómo separar éstos de los supuestos armónicos altos). La tasa $TIHD_{2kHz}$ [SOL16] de los mismos autores no aporta más información que la $TIHDS_{YLF}$ de [LAN16] si a ésta última se la normaliza entre el armónico principal. Se puede incluso contemplar ambas posibilidades de normalización, teniendo cuidado de no considerar las barras espectrales laterales al fundamental tanto en el numerador como en el denominador de forma simultánea.

Así pues las tasas que se proponen en esta tesis son las indicadas en la tabla 5.2, incluyendo aquellas de diseño propio y no utilizadas anteriormente, y todas ellas adecuadas para la caracterización armónica de las salidas de variadores que excitan motores de inducción.

Tabla 5.2 Tasas de distorsión propuestas en esta tesis: definidas y **propias**. Para cada tasa se cita (en gris) la referencia bibliográfica donde ha sido definida. El símbolo Y se sustituye por I para corrientes y por U para tasas de tensiones.

	Sólo Armónicos	Sólo Interarmónicos	Armónicos & Interarm.
Sólo para bajas frecuencias (LF)	$THDY (*_1)$ [IEC08] $THDSY (*_2)$ [IEC08] $THF_{LF} (\Delta)$ [XUX17] $WTHD (*_1)$ [HOL03]	$TIHDg_{YLF} (*_1)$ [propia] $TIHDS_{YLF} (*_2)$ [LAN16]	$THDG_Y (+)$ [IEC08] $TH&IHDg_{YLF} (*_1)$ [propia] $TH&IHDS_{YLF} (*_2)$ [propia]
Sólo para altas frecuencias (HF)	-----	-----	$TH&IHDg_{YHF} (*_1)$ [propia] $TH&IHDS_{YHF} (*_2)$ [LAN16]
Bajas y Altas frecuencias (LF + HF)	-----	$TIHDg_{YLF\&HF} (*_1)$ [prp.] $TIHDS_{YLF\&HF} (*_2)$ [prp.] $TNHDF (\Delta)$ [XUX17] (sólo interarm. para LF, armón. & interarm. para HF)	$TH&IHDg_{YLF\&HF} (*_1)$ [prp] $TH&IHDS_{YLF\&HF} (*_2)$ [prp] $TDC (\Delta)$ [XUX17]

(+) Normaliza entre el grupo armónico fundamental $Y_{g,1}$

(*_1) Normaliza entre el armónico fundamental $Y_{H,1}$

(*_2) Normaliza entre el subgrupo armónico fundamental $Y_{sg,1}$

(Δ) Normaliza entre el verdadero valor eficaz total Y_{tot} (eliminando la componente continua)

En principio, para cada tipo de tasa se han mantenido al menos los dos tipos de normalizaciones más usuales (entre el fundamental o bien entre el subgrupo armónico fundamental, marcadas como *_1 y *_2 en la tabla 5.2), para así poder estudiar en los capítulos posteriores de resultados la posible utilidad de cada una de ellas. Además, también se tendrán en cuenta valores de grupos, subgrupos y armónicos individuales y de franjas de frecuencias (sobre todo las de alrededor de múltiplos de la de conmutación), normalizándolas entre el armónico fundamental. También se calculará el factor de forma $F.F.$ que, al igual que los índices TDC , THD , $THDS$ y $THDG$, es una tasa ya existente y definida en la literatura (para medidas de intensidad, aunque en esta tesis también se usará para tensión). Otra posibilidad es la de definir alguna agregación específica de los grupos armónicos implicados en la detección de barras rotas (como los relacionados con los armónicos 5, 7, 11, etc.), agrupándolos tanto en frecuencia como temporalmente según [IEC07] y [IEC14], al igual que se hace con el resto de tasas.

Para calcular cada tasa o índice relativo es necesario definir antes las tasas absolutas que se indican a continuación:

TASAS ABSOLUTAS:

$$Total\ Harmonic\ Content\ (para\ normalizar\ entre\ Y_{H,1}): \quad THC_{YLF} = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max.}} (Y_{H,h})^2} \quad (5.1)$$

$$\text{Total Harmonic Content Subgroup (normaliza entre } Y_{sg,1}\text{): } \mathbf{THCS}_{YLF} = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\max.}} (Y_{sg,h})^2} \quad (5.2)$$

$$\text{Weighted Total Harmonic Content (normaliza por } V_{H,1}\text{): } \mathbf{WTHC}_{VLF} = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\max.}} \left(\frac{V_{H,h}}{h}\right)^2} \quad (5.3)$$

$$\text{Total InterHarmonic Content group (normaliza entre } Y_{H,1}\text{): } \mathbf{TIHCg}_{YLF} = \sqrt{\sum_{h=0}^{h_{\max.}} (Y_{ig,h})^2} \quad (5.4)$$

$$\text{Total InterHarmonic Content Subgroup (entre } Y_{sg,1}\text{): } \mathbf{TIHCS}_{YLF} = \sqrt{\sum_{h=0}^{h_{\max.}} (Y_{isg,h})^2} \quad (5.5)$$

Total Harmonic & InterHarmonic Content group LF (preparada para normalizar entre $Y_{H,1}$):

$$\mathbf{TH \& IHCS}_{YLF} = \sqrt{(Y_{ig,0})^2 + Y_{C,N+1}^2 + (Y_{isg,1})^2 + \sum_{h=2}^{h_{\max.}} (Y_{sg,h})^2 + (Y_{isg,h})^2} \quad (5.6)$$

Total Harmonic & InterHarmonic Content Subgroup LF (adecuada para normalizar entre $Y_{sg,1}$):

$$\mathbf{TH \& IHCS}_{YLF} = \sqrt{Y_{C,1}^2 + (Y_{isg,0})^2 + (Y_{isg,1})^2 + \sum_{h=2}^{h_{\max.}} (Y_{sg,h})^2 + (Y_{isg,h})^2} \quad (5.7)$$

En estas últimas dos tasas aparecen las primeras barras espectrales, que no pueden contenerse en el sumatorio simplemente iniciando el índice h desde cero, dado que no se desea incluir ni el fundamental ni la continua en esta suma. Además, no existe el subgrupo armónico cero, ya que incluiría la frecuencia negativa -5 Hz. En la figura 5.32 se muestra un ejemplo de estos primeros términos espectrales, desde 5 Hz, para una ventana de adquisición de 0,2 s., y con un fundamental de 50 Hz, con $N = 50/5\text{hz} = 10$ ó número de barras espectrales por armónico.

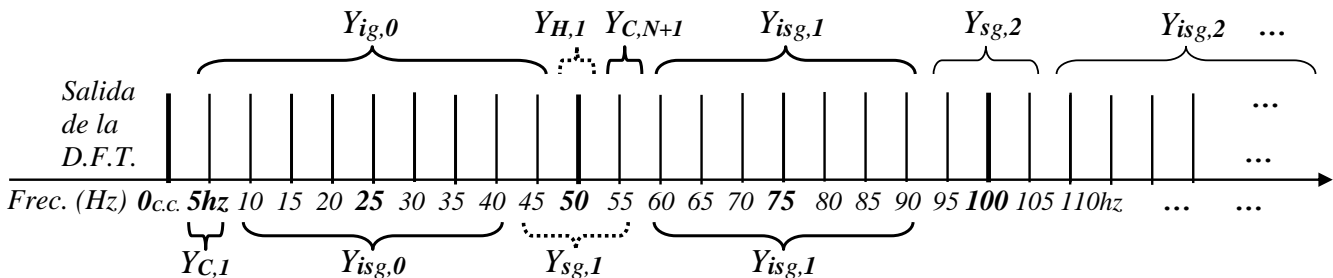


Figura 5.32 Representación de las primeras barras espectrales, para el caso de $f_1=50\text{Hz}$

También se podía haber logrado el mismo efecto mediante un sumatorio de grupos armónicos, en lugar de la suma de parejas de subgrupos armónico e interarmónicos, pero en ese caso la suma de las primeras barras espectrales debería de haberse planteado de otra manera, ya que se pretende completar aquéllas no incluidas dentro del sumatorio que empieza con $h=2$. El grupo y el subgrupo interarmónicos cero, $Y_{ig,0}$ e $Y_{isg,0}$, que no estaban contemplados en la normativa, incluyen los subarmónicos o frecuencias por debajo del fundamental, entre los cuales estarán algunas relacionadas con fallos en el motor, asimetrías en la carga, etc.

A continuación, se siguen definiendo las tasas absolutas restantes:

Total Harmonic & InterHarmonic Content HF (puede normalizar por $Y_{H,1}$ ó $Y_{sg,1}$):

$$\mathbf{TH \& IHC}_{YHF} = \sqrt{\sum_{h=h_{\max}+1}^{20KHz} (Y_{sg,h})^2 + (Y_{isg,h})^2} \quad (5.8)$$

Total InterHarmonic Content group LF&HF (para normalizar entre $Y_{H,1}$):

$$\mathbf{TIHCg}_{YLF \& HF} = \sqrt{\left(\mathbf{TIHCg}_{YLF}\right)^2 + \left(\mathbf{TH \& IHC}_{YHF}\right)^2} \quad (5.9)$$

Total InterHarmonic Content Subgroup LF&HF (para normalizar entre $Y_{sg,1}$):

$$\mathbf{TIHCS}_{YLF \& HF} = \sqrt{\left(\mathbf{TIHCS}_{YLF}\right)^2 + \left(\mathbf{TH \& IHC}_{YHF}\right)^2} \quad (5.10)$$

Total Harmonic & InterHarmonic Content group LF&HF (para normalizar entre $Y_{H,1}$):

$$\mathbf{TH \& IHCg}_{YLF \& HF} = \sqrt{\left(\mathbf{TH \& IHCg}_{YLF}\right)^2 + \left(\mathbf{TH \& IHC}_{YHF}\right)^2} \quad (5.11)$$

Total Harmonic & InterHarmonic Content Subgroup LF&HF (para normalizar entre $Y_{sg,1}$):

$$\mathbf{TH \& IHCS}_{YLF \& HF} = \sqrt{\left(\mathbf{TH \& IHCS}_{YLF}\right)^2 + \left(\mathbf{TH \& IHC}_{YHF}\right)^2} \quad (5.12)$$

Se ha procurado mantener la nomenclatura de las tasas ya existentes, y para las nuevas o retocadas en esta tesis se ha seguido esta sintaxis:

$T \{H, IH \text{ ó } H\&IH\} \{D \text{ ó } C\} \{G, S \text{ ó } \text{nada}\} \{Y: U \text{ ó } I\} \{LF, HF \text{ ó } LF\&HF\}$

donde cada letra indica la inicial de las expresiones en inglés siguientes:

Total {Harmonic, InterHarmonic o Harmonic&InterHarmonic} {Distortion o Content}
 {Group, Subgroup o nada} {Y: U o I} {Low Freq., High Freq. o LF&HF}

El primer campo indica si la tasa mide el contenido *Harmonic*, *InterHarmonic* o ambos tipos de frecuencias, el siguiente campo indica si la tasa es *Distortion* (relativa y por tanto normalizada) o *Content* (absoluta), si normalizará entre el Grupo, Subgrupo o el propio fundamental (en ese caso no se indica letra en este tercer campo), si se trata de tensión (*U*) o intensidad (*I*), y el rango de frecuencias que abarca dicha tasa.

De este modo, el total de tasas o índices relativos de distorsión a utilizar en esta tesis es el siguiente:

TASAS RELATIVAS:

$$\text{Total Harmonic Distortion: } \mathbf{THD}_{YLF} = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\max.}} \left(\frac{Y_{H,h}}{Y_{H,1}} \right)^2} = \frac{\mathbf{THC}_{YLF}}{Y_{H,1}} \quad (5.13)$$

$$\text{Total Harmonic Distortion Subgroup: } \mathbf{THDS}_{YLF} = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\max.}} \left(\frac{Y_{sg,h}}{Y_{sg,1}} \right)^2} = \frac{\mathbf{THCS}_{YLF}}{Y_{sg,1}} \quad (5.14)$$

$$\text{Weighted Total Harmonic Distortion: } \mathbf{WTHD}_{VLF} = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\max.}} \left(\frac{V_{H,h}}{h \cdot V_{H,1}} \right)^2} = \frac{\mathbf{WTHC}_{VLF}}{V_{H,1}} \quad (5.15)$$

$$\text{Total InterHarmonic Distortion group: } \mathbf{TIHDg}_{YLF} = \sqrt{\sum_{h=0}^{h_{\max.}} \left(\frac{Y_{ig,h}}{Y_{H,1}} \right)^2} = \frac{\mathbf{TIHCg}_{YLF}}{Y_{H,1}} \quad (5.16)$$

$$\text{Total InterHarmonic Distortion Subgroup: } \mathbf{TIHDS}_{YLF} = \sqrt{\sum_{h=0}^{h_{\max.}} \left(\frac{Y_{isg,h}}{Y_{sg,1}} \right)^2} = \frac{\mathbf{TIHCS}_{YLF}}{Y_{sg,1}} \quad (5.17)$$

$$\text{Total Harmonic Distortion Group: } \mathbf{THDG}_Y = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\max.}} \left(\frac{Y_{g,h}}{Y_{g,1}} \right)^2} \quad (5.18)$$

Total Harmonic & InterHarmonic Distortion group LF: (5.19)

$$TH \& IHDg_{YLF} = \frac{\sqrt{(Y_{ig,0})^2 + Y_{C,N+1}^2 + (Y_{isg,1})^2 + \sum_{h=2}^{h_{max.}} (Y_{sg,h})^2 + (Y_{isg,h})^2}}{Y_{H,1}} = \frac{TH \& IHCg_{YLF}}{Y_{H,1}}$$

Total Harmonic & InterHarmonic Distortion Subgroup LF: (5.20)

$$TH \& IHDS_{YLF} = \frac{\sqrt{Y_{C,1}^2 + (Y_{isg,0})^2 + (Y_{isg,1})^2 + \sum_{h=2}^{h_{max.}} (Y_{sg,h})^2 + (Y_{isg,h})^2}}{Y_{sg,1}} = \frac{TH \& IHCS_{YLF}}{Y_{sg,1}}$$

Total Harmonic & InterHarmonic Distortion group HF: (5.21)

$$TH \& IHDg_{YHF} = \frac{\sqrt{\sum_{h=h_{max}+1}^{20KHz} (Y_{sg,h})^2 + (Y_{isg,h})^2}}{Y_{H,1}} = \frac{TH \& IHC_{YHF}}{Y_{H,1}}$$

Total Harmonic & InterHarmonic Distortion Subgroup HF: (5.22)

$$TH \& IHDS_{YHF} = \frac{\sqrt{\sum_{h=h_{max}+1}^{20KHz} (Y_{sg,h})^2 + (Y_{isg,h})^2}}{Y_{sg,1}} = \frac{TH \& IHC_{YHF}}{Y_{sg,1}}$$

Total InterHarmonic Distortion group LF & HF: (5.23)

$$TIHDg_{YLF \& HF} = \frac{\sqrt{\left(TIHCg_{YLF} \right)^2 + \left(TH \& IHC_{YHF} \right)^2}}{Y_{H,1}} = \frac{TIHCg_{YLF \& HF}}{Y_{H,1}}$$

Total InterHarmonic Distortion Subgroup LF & HF: (5.24)

$$TIHDS_{YLF \& HF} = \frac{\sqrt{\left(TIHCS_{YLF} \right)^2 + \left(TH \& IHC_{YHF} \right)^2}}{Y_{sg,1}} = \frac{TIHCS_{YLF \& HF}}{Y_{sg,1}}$$

Total Harmonic & InterHarmonic Distortion group LF & HF: (5.25)

$$TH \& IHDg_{YLF \& HF} = \frac{\sqrt{\left(TH \& IHCg_{YLF} \right)^2 + \left(TH \& IHC_{YHF} \right)^2}}{Y_{H,1}} = \frac{TH \& IHCg_{YLF \& HF}}{Y_{H,1}}$$

Total Harmonic & InterHarmonic Distortion Subgroup LF&HF: (5.26)

$$TH \& IHDS_{Y LF \& HF} = \frac{\sqrt{\left(TH \& IHCS_{Y LF}\right)^2 + \left(TH \& IHC_{Y HF}\right)^2}}{Y_{sg,1}} = \frac{TH \& IHCS_{Y LF \& HF}}{Y_{sg,1}}$$

También se van a utilizar los siguientes índices de distorsión de forma de onda (modificados eliminando en cada uno de ellos la componente continua del verdadero valor eficaz de la corriente total del denominador):

$$Total \ Harmonic-LF \ Factor: \ THF_{LF} = \frac{T.H.C.}{I_{tot}} = T.H.D. \times F.F. \quad (5.27)$$

Total Non-Harmonic-LF Distortion Factor, TNHDF:

$$TNHDF = \frac{I_{non_harm}}{I_{tot}} = \frac{\sqrt{I_{tot}^2 - I_1^2 - THC^2}}{I_{tot}} = \sqrt{1 - FF^2(1 + THD^2)} \quad (5.28)$$

$$Fundamental \ Factor: \ FF = \frac{I_1}{I_{tot}} \quad (5.29)$$

$$Total \ Distortion \ Content: \ TDC = \frac{I_{non_fund}}{I_{tot}} = \frac{\sqrt{I_{tot}^2 - I_1^2}}{I_{tot}} = \sqrt{1 - F.F.^2} \quad (5.30)$$

Además, es interesante observar los valores de algunos grupos, subgrupos y armónicos individuales de la parte baja del espectro, especialmente los relacionados con la detección de barras rotas en el motor de inducción (tales como los armónicos 5, 7, 11 ...). Pueden incluso definirse agrupaciones espectrales relacionadas con todos ellos:

Partial Harmonic Broken Bar Distortion Group:

$$PHBBDG_I = \frac{\sqrt{(I_{g,5})^2 + (I_{g,7})^2 + (I_{g,11})^2 + \dots}}{I_{H,1}} \quad (5.31)$$

Partial Harmonic Broken Bar Distortion Subgroup:

$$PHBBDG_{SI} = \frac{\sqrt{(I_{sg,5})^2 + (I_{sg,7})^2 + (I_{sg,11})^2 + \dots}}{I_{H,1}} \quad (5.32)$$

También se pueden añadir valores eficaces de cualquier otra zona del espectro que aporte información relacionada con la detección de averías en el motor, tanto con tensión como con intensidad. Por ejemplo:

Partial InterHarmonic Broken Bar Distortion:

$$PIHBBD_I = \frac{\sqrt{(I_{C,5N\pm1})^2 + (I_{C,7N\pm1})^2 + (I_{C,11N\pm1})^2 + \dots}}{I_{H,I}} \quad (5.33)$$

Esta última tasa agregaría sólo las barras espectrales adyacentes a los armónicos de interés, sin incluir éstos, extrayendo de este modo la parte del espectro más específicamente relacionada con los interarmónicos que aparecen por barras rotas. Pero esto sólo es válido para determinados valores de deslizamiento. Para otros valores más extremos puede que fuera necesario añadir otras barras espectrales cercanas a las anteriores; o incluso, si el deslizamiento fuera muy bajo, volver a agrupar los propios armónicos principales.

Agrupaciones para medidas por encima del rango de frecuencias armónicas.

Ya se han considerado tasas de distorsión que incluyen todas las frecuencias altas o por encima de los armónicos bajos. Puede ser adecuado medir también agrupaciones correspondientes a zonas concretas de la parte alta del espectro, con un gran contenido interarmónico debido sobre todo a la etapa inversora del variador y a su forma de modular la señal.

Recordando una vez más lo expuesto en el capítulo 2 sobre medidas por encima del rango de las frecuencias consideradas armónicas (hasta el armónico 40 inclusive), la normativa IEC reconoce que aún están en fase de estudio los métodos de medición para frecuencias entre 2 y 9 kHz y entre 9 y 150 kHz, así como los métodos de agregación en el tiempo para dichas frecuencias. En esta tesis la gama de frecuencias a medir en la zona alta del espectro a la salida de los variadores es de menor rango (no se alcanzan los 150 kHz que se definen en la normativa, que considera medidas en el lado de la red, y por tanto con un mayor ancho de banda y número de emisiones armónicas), y por ello la frecuencia de muestreo y cantidad de muestras necesarias también es menor. Por tanto, es aún menos adecuado usar el método sugerido en [IEC14] para la parte alta de frecuencias a la salida de los variadores que ya se comentó al final del capítulo 2 (con ventanas de adquisición de tan sólo 0,5 ms y resolución o distancia entre barras espectrales de 2 kHz, motivado para casos con una alta frecuencia de muestreo y un consiguiente incremento en la cantidad de datos si la ventana fuese mayor). Por ello, se utilizará el otro método propuesto en el anexo B de la norma IEC 61000-4-7, con ventanas de 0,2 s (barras espectrales separadas 5 Hz) y agregaciones en frecuencia mayores que las de la parte baja del espectro (por ejemplo de 200 Hz como las propuestas en la misma norma; o mayores aún agrupando varias de éstas). Recuérdese que además, según las conclusiones de [KLA13], es necesario el uso de agrupaciones en bandas de al menos 600 Hz para dar un valor único que represente más del 99% de la energía emitida por un convertidor (en el caso de los usados en inversores fotovoltaicos) en cada uno de los grupos de frecuencias alrededor de los múltiplos de la de conmutación. En el mismo artículo [KLA13] también se indica la conveniencia de que estos macro-grupos, formados por varios de los de 200 Hz, queden centrados alrededor de cada una de las frecuencias múltiplos de la de conmutación. Otra posibilidad es usar agrupaciones de barras espectrales de 5 Hz en el número deseado sin importar que sean múltiplos de 200 Hz.

Por otra parte, debe tenerse en cuenta que los intervalos de medición de 200 ms son los más comunes en las normas actuales, por lo que la distancia entre barras espectrales individuales, antes de agrupar, debe seguir siendo de 5 Hz. No obstante, en artículos como [BOL08] se discuten las implicaciones de considerar una ventana de 200 ms para frecuencias inferiores a 2 kHz y una ventana de 100 ms (barras separadas 10 Hz) para frecuencias de 2 a 9 kHz, ordenando en estas últimas los resultados en bandas de frecuencias de 200 Hz. Como las frecuencias usadas en esta tesis a la salida de los variadores son todas múltiplos de 5 Hz, y por ello las componentes de la parte alta del espectro estarán ubicadas también en múltiplos de estas cantidades alrededor de las frecuencias de conmutación, para minimizar el efecto de la fuga y aprovechar el correcto enventanado del fundamental y sus primeros armónicos, en el análisis de estas otras frecuencias más altas se utilizarán también ventanas de 0,2 s (resolución de 5 Hz) para la parte alta del espectro; aunque en este rango de frecuencias no es necesario sincronizar, pero ello simplificará el tratamiento de todo el espectro de frecuencias altas y bajas. Esto afectará también a un mayor volumen de datos, pero eso no será un problema dado que se efectúa un análisis *off-line* con la adecuada potencia de procesamiento de un computador personal [LAR13].

Considerando todo lo anterior, dentro de estas zonas concretas o parciales del espectro de altas frecuencias, se debe considerar al menos las situadas alrededor de los dos primeros múltiplos de la frecuencia de conmutación cuando ésta sea constante o medible (fc y $2fc$), en un radio de por ejemplo unos 2 kHz alrededor de cada uno de ellos. Bastaría con hacerlo en unos 600 Hz, como se comenta en [KLA13], pero para tener mayor margen y obviar así posibles errores por cambios en fc , y al mismo tiempo sin excederse en el ancho de banda elegido para así evitar captar excesivo ruido, se puede tomar 1 kHz por encima y por debajo de cada nfc . Este valor de 2 kHz para cada franja de altas frecuencias alrededor de la de conmutación se sugiere también en parte de la literatura relacionada, y puede lograrse usando a su vez las agrupaciones de 200 Hz indicadas en el anexo de la norma [IEC08] para altas frecuencias, tomando un número entero de ellas (diez agrupaciones de 200 Hz para formar este nuevo grupo de 2 kHz; aunque tampoco importaría conseguir lo mismo hallando directamente el valor eficaz de la suma de 400 barras espectrales de 5 Hz, disponibles como salida de la DFT inicialmente hallada):

$$\text{Partial High-Frequency Distortion: } PHFD_{Y,fc,n} = \frac{\sqrt{\sum_{b=n \cdot fc - 5 \cdot 200 \text{ Hz}}^{b=n \cdot fc + 5 \cdot 200 \text{ Hz}} (Y_{B,b})^2}}{Y_{H,1}} \quad (5.34)$$

donde $Y_{B,b}$ representa el valor eficaz de cada una de las sub-bandas de 200Hz situadas alrededor del múltiplo de la frecuencia de conmutación nfc considerado.

La figura 5.33 muestra un ejemplo de medición de la parte alta del espectro de tensión de la salida de un variador ABB-IP20, trabajando a 60 Hz, por encima de la frecuencia nominal (con un mayor contenido armónico que por debajo de 50 Hz), con frecuencia de conmutación de 4kHz, y conectado a un motor de inducción WEG de 1 CV trabajando cerca de su intensidad nominal. Las medidas mostradas en la figura han sido realizadas mediante el sistema desarrollado en esta tesis basado en la normativa IEC, para el caso de usar grupos armónicos en todo el espectro abarcado de frecuencia, y para el caso que nos ocupa de usar agrupaciones de 200 Hz a partir del armónico 40. También se indica la zona que ocuparían las dos primeras agrupaciones de alta frecuencia definidas en este apartado (5 barras de 200 Hz por encima y otras 5 por debajo de cada múltiplo de la de conmutación).

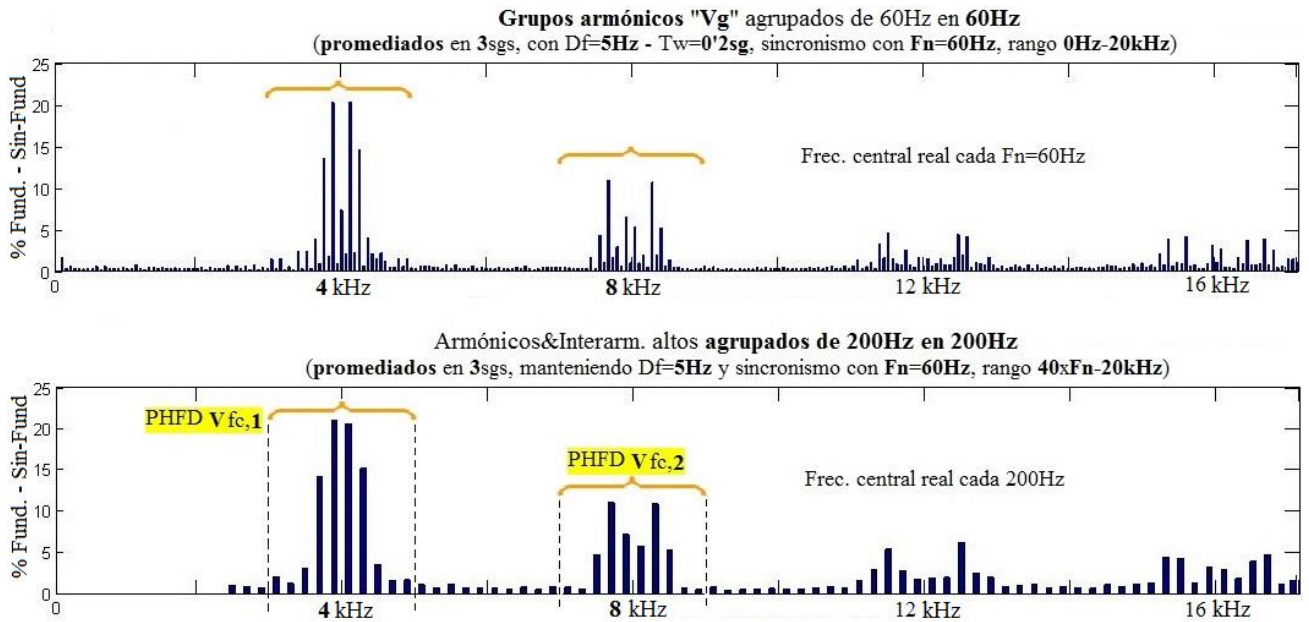


Figura 5.33 Ejemplo de medición de parte alta del espectro de la salida de un variador, mediante el sistema desarrollado en esta tesis basado en la normativa IEC, para una frecuencia de conmutación de $f_c = 4 \text{ kHz}$ y un fundamental de $F_n = 60 \text{ Hz}$.

Tal como se aprecia en la figura 5.33, otro motivo para elegir algo mayor la agrupación es que en la práctica se ha observado que la zona donde se concentra el principal contenido armónico alrededor de cada múltiplo de la frecuencia de conmutación es algo mayor que los 600 Hz recomendados en [KLA13]. Tampoco es bueno agrandar mucho el tamaño de las agrupaciones para alta frecuencia, por el problema ya comentado de también incluir mucho ruido al hacerlo, y para no solaparse con otras agrupaciones en el siguiente múltiplo de la frecuencia de conmutación o incluso dentro de la zona armónica a más bajas frecuencias. Respecto a esto último, y teniendo en cuenta que la frecuencia de conmutación f_c más baja utilizada en los ensayos realizados en esta tesis ha sido de 3 kHz (con el convertidor PowerFlex40 de Allen-Bradley) y que la frecuencia armónica más alta sería de 2400 Hz (correspondiente al armónico 40 con un fundamental de 60 Hz), resultaría que el primer grupo $PHFDY_{f_c,1}$ abarcaría el rango de barras espectrales comprendidas entre 2 y 4 kHz, es decir, la frecuencia central $3 \text{ kHz} \pm (5 \times 200 \text{ Hz})$. Por ello, se estarían incluyendo las frecuencias armónicas comprendidas entre 2000 y 2400 Hz también en el primer grupo de alta frecuencia. De este caso extremo se deduce que el margen permitido de frecuencias por debajo de la de conmutación sólo puede ser de $3 \text{ kHz} - 2400 \text{ Hz}$ y por ello, los grupos de alta frecuencia deberían ser de $n \cdot f_c \pm 600 \text{ Hz}$, o sea, usando ± 3 agrupaciones de 200 Hz alrededor de f_c . No obstante, observando el total de los ensayos realizados en esta tesis se aprecia la conveniencia de recoger mayor cantidad de barras espectrales alrededor de cada múltiplo de f_c , aunque ello suponga repetir, en el caso comentado, la información de ciertos armónicos altos que aparecerían también en el primer grupo de alta frecuencia, por otra parte de escasa magnitud en comparación con el resto de valores incluidos en el grupo. La distancia entre múltiplos de la frecuencia de conmutación es por otra parte, en el caso más desfavorable, de 3 kHz, por lo que los grupos de alta frecuencia no se solaparían unos con otros. En ese mismo caso, el primer grupo de alta frecuencia $PHFDY_{f_c,1}$ abarcaría $3 \text{ kHz} \pm 1 \text{ kHz}$, entre 2 y 4 kHz, y el siguiente grupo $PHFDY_{f_c,2}$ comprendería $2 \times 3 \text{ kHz} \pm 1 \text{ kHz}$, entre 5 y 7 kHz. Es decir, el margen de frecuencias alrededor de la de conmutación tampoco debe ser mayor que la mitad

de la distancia entre dos múltiplos consecutivos de la menor frecuencia de conmutación utilizada en los ensayos (o sea, de 1500 Hz para una f_c de 3 kHz). Se podrían ampliar estos rangos para los ensayos con frecuencias más altas de conmutación, pero si se pretende unificar todas estas medidas con objeto de poder compararlas mejor entre sí es preferible usar un tamaño de agrupaciones de alta frecuencia que valga para todos los casos ensayados, por lo que se mantendrá la definición dada en este apartado en las mediciones correspondientes del capítulo 6.

En la figura 5.34 se muestra otro ejemplo de medición de la parte alta del espectro de tensión de la salida de un variador PowerFlex40 de Allen-Bradley, trabajando de nuevo a 60 Hz, por encima de la frecuencia nominal, con frecuencia de conmutación de 3 kHz y control vectorial, y conectado a un motor de inducción Siemens (con una barra rota) trabajando a bajo par. En ella se aprecia cómo los grupos altos de alta frecuencia se van expandiendo alrededor del múltiplo de f_c correspondiente, de modo que si se quisiera tener en cuenta estas agrupaciones, sería cada vez mayor la necesidad de aumentar el rango de frecuencias agrupadas alrededor de $n f_c$, motivo por el cual puede ser bueno tener este mayor rango de ± 1 kHz alrededor de cada frecuencia central de estas agrupaciones altas, para poder de este modo analizar alguna más, además de las dos primeras $PHFD_{V_{fc,1}}$ y $PHFD_{V_{fc,2}}$. En la parte inferior de la misma figura se aprecia cómo la primera de estas agrupaciones, formada a su vez por cinco agrupaciones de 200 Hz por debajo de 3 kHz (y otras cinco por encima), engloba parte de las frecuencias armónicas bajas, hasta el límite del armónico 40 (en este caso 2400 Hz). Sin embargo, en la parte superior de la figura (con grupos armónicos, del tipo $Y_{g,H}$, más pequeños o de mayor resolución, y que abarcan todo el rango de frecuencias) se observa cómo el contenido armónico real es mínimo en esa zona, ya que está muy alejada de los primeros armónicos y éstos ya apenas influyen en esta zona limítrofe con las altas frecuencias.

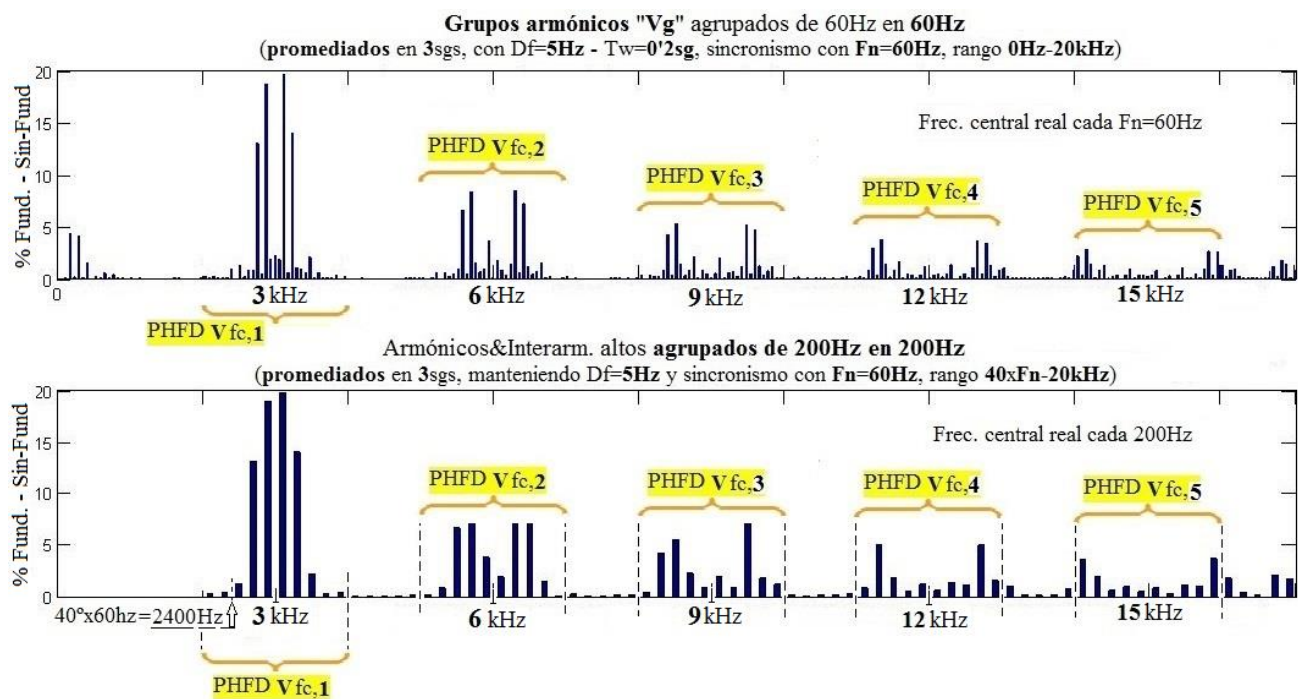


Figura 5.34 Otro ejemplo de medición, mediante el sistema desarrollado en esta tesis, de la parte alta del espectro de salida de un variador conectado a un motor de inducción con una barra rota, con frecuencia de conmutación f_c de 3 kHz, fundamental F_n de 60 Hz y control vectorial.

Un último aspecto a reseñar es que en la literatura se comenta que la amplitud de las señales en la gama de frecuencias por encima de 2 kHz suele ser muy baja en comparación con la de la frecuencia del sistema de potencia en 50 o 60 Hz, sobre todo cuando se mide la tensión. Por ello para medir esta gama alta de frecuencias se hace necesaria la utilización de un filtro paso banda analógico. La banda de rechazo inferior se utiliza para la atenuación del fundamental y sus primeros armónicos (para evitar así el *leakage* hacia las frecuencias superiores que se desea medir a continuación) y la banda de rechazo superior se utiliza como filtro *antialiasing* [LAR10]. Como en esta tesis se sincronizan las ventanas de adquisición con el fundamental y sus armónicos, la necesidad del filtrado o rechazo inferior es menos necesaria, además de que las amplitudes de las componentes de frecuencias altas a la salida de los variadores son mayores que las medidas en el lado de la red a las que se refiere la normativa y los artículos citados (como muestra obsérvense las gráficas superiores de las figuras 5.33 y 5.34 en la zona de bajas frecuencias, con amplitudes apenas apreciables en comparación con las de la parte alta, aunque se haya eliminado el fundamental en ambas figuras para así observar mejor el resto de armónicos). No obstante, si se realiza este filtrado, éste puede hacerse mediante un filtrado paso bajo seguido de otro paso alto, formando así un filtro paso banda. La primera etapa de este filtrado sería la encargada del *antialiasing*, siendo por ello necesario que se realice de forma analógica antes del muestreo y adquisición de los datos; la segunda etapa de filtrado paso alto podría ser en cambio implementada tanto de forma analógica como de forma digital [KLA14] [KLA15]. Según [LAR13] aún no hay estudios sobre la influencia de este filtrado en los resultados de medidas por encima de 2 kHz.

Todas las anteriores definiciones de este apartado describen la forma de agregación en frecuencia de cada una de las tasas y agrupaciones descritas. Hay que tener en cuenta que en esta tesis además se realiza una posterior agregación en el tiempo, tal como se describió en la normativa [IEC14]; con un tiempo de agregación cuyo valor se adecúa al grado de estacionariedad de las señales medidas a la salida de los variadores, como se comprueba de forma experimental en este capítulo para algunas de las tasas obtenidas.

5.4.- Agregaciones temporales de agrupaciones espectrales.

Se desarrollarán a continuación algunos conceptos que conviene recordar sobre el origen y consecuencias de la fuga espectral, además de otros nuevos deducidos en esta tesis, y que van a servir para comprender mejor el porqué de la agregación temporal y de sus posibles beneficios al aplicarla sobre las agrupaciones frecuenciales definidas en el apartado anterior.

5.4.1.- Relación entre la fuga espectral y el tiempo necesario de agregación.

La fuga espectral o *leakage* es producida por los interarmónicos (o, en un sentido más amplio por cualquier frecuencia que no sea múltiplo de la resolución frecuencial Df o frecuencia básica, que es la inversa de la ventana de muestreo $Df = 1/tw$). En el caso de muestrear sobre ventanas de 0,2 s, con 5 Hz como frecuencia básica o resolución, las frecuencias que producen fuga espectral son aquellas no múltiplos de 5 Hz (con un número no entero de periodos dentro de la ventana básica de 0,2 s). La fuga no puede medirse nunca sobre la frecuencia donde realmente se produce, porque, si se pudiera hacer, ya no sería fuga ni interarmónico. La fuga se mide, como el resto de las frecuencias, sobre barras espectrales o frecuencias múltiplos de la básica ($1/tw$).

La amplitud de la fuga espectral depende de la cercanía a la barra espectral sobre la que se mide (un interarmónico de 287 Hz esparce más fuga hacia sus barras vecinas, primero a la de 285 Hz y después a la de 290 Hz, y menos fuga hacia una barra situada por ejemplo en 500 Hz). Muy relacionado con esto último, la fuga también depende del número de barras intermedias entre el interarmónico que la origina y la barra sobre la que se mide la fuga proyectada y que absorben más fuga cuantas más sean. Si se tiene una ventana t_w de 0,2 s (luego la separación entre barras espectrales es de $Df = 5$ Hz) la fuga que llegue a la barra de 500 Hz será mayor que si la resolución fuese de $Df = 1$ Hz (por tener $t_w = 1$ s) y con ello hubiera mayor número de barras espectrales entre los 287 Hz y su medición sobre la barra de 500 Hz.

Otro factor que afecta al *leakage*, más que la diferencia absoluta en hertzios entre el interarmónico y sus barras adyacentes, es la posición relativa del interarmónico respecto a dichas barras espectrales más próximas. Se produce máxima fuga si está en la mitad de la resolución frecuencial o espacio interbarras, y menor cuanto más cerca esté de una barra espectral: produce más fuga un interarmónico de 250,25 Hz con una resolución de 1 Hz ($t_w = 1$ s., con un 25% de alejamiento de 250,25 Hz respecto a su barra más próxima del espacio inter-barras 250-251Hz) que el mismo interarmónico de 250,25 Hz muestreado durante 0,2 s. (resolución de 5 Hz, con un 5% de distancia respecto a la barra más próxima de 250 Hz en el intervalo 250-255 Hz). Otro ejemplo que muestra la importancia de la situación relativa del interarmónico respecto a sus barras adyacentes es, si este interarmónico está, por ejemplo, a un 40% de distancia de su barra espectral más cercana; la fuga debería ser la misma con una resolución de 5 Hz ($t_w = 0,2$ s.), que con 0,5 Hz ($t_w = 2$ s.). En cambio, en términos absolutos, en el primer caso estaría a 2 Hz de la barra más cercana y tan sólo a 0,2 Hz en el segundo caso, (con mejor resolución frecuencial se puede tener la misma fuga espectral, para una misma posición relativa entre interarmónico y barras adyacentes). Y, por supuesto, la amplitud de la fuga también depende de la propia amplitud del interarmónico generador de este *leakage*.

El valor eficaz común se obtiene de la agregación temporal de los valores eficaces obtenidos en las sucesivas ventanas t_w pequeñas de adquisición, tal como se indica en la norma 61000-4-30. El tamaño de la ventana t_w (0,2 s según la norma 61000-4-7) viene dado por el objetivo de mantener un buen compromiso entre la resolución espectral y la temporal (principio de incertidumbre), dada la naturaleza pseudoestacionaria de las señales medidas en la salida de los variadores de frecuencia. El tamaño de la ventana de adquisición t_w viene dado pues por el carácter no estacionario de las señales (61000-4-7) y quizá también pudiera probarse a variarlo y contrastar resultados (en la *Application guide to the European Standard EN 50160*, [APP95, p.p. 26, 40], se recomiendan tamaños de ventana desde 0,1 s para señales con variaciones rápidas hasta 0,5 s para aquellas más estables, dentro de la pseudoestacionariedad de todas ellas). Y en el caso particular de la medición de los armónicos e interarmónicos que pueden existir en la red de suministro, debido a los diversos motivos comentados, el tiempo de ventana usado es según todas las normativas de medición de calidad de 0,2 s (5 Hz de resolución). Sin embargo, el tamaño de la agregación temporal está más abierto a ser modificado, ya que en la normativa (61000-4-30) recomiendan valores tan distantes como desde 3 s hasta 2 horas. Recuérdese además que la agregación temporal también sirve para comprimir información, minimiza los efectos del ruido presente en la señal, y se adecúa a las constantes de tiempo térmicas de los equipos conectados. Cuando las constantes de tiempo térmicas son cortas, como en ambientes industriales, es preferible usar el intervalo de agregación de 3 s, usándose mejor el intervalo de agregación de 10 min para evaluar sistemas con constantes de tiempo más largas, como la red pública de consumo.

Algunos autores proponen tiempos de agregación intermedios, por ejemplo, de 1 minuto [BOL06], adaptados a las necesidades de cada tipo de señal. Esta agregación temporal también se realiza con los parámetros obtenidos a partir de valores de agrupamientos frecuenciales, como son las tasas de distorsión totales o parciales ya vistas con anterioridad, y que se usarán para analizar los resultados de los ensayos en el siguiente capítulo.

En ambos casos, tanto para fijar el tamaño de la ventana tw sobre la que se realizará cada uno de los sucesivos análisis de Fourier, como para determinar el tiempo T_w sobre el que se agregarán los valores eficaces obtenidos anteriormente, se tiene en cuenta que es para medidas sobre señales presentes en la red de suministro eléctrico y en este trabajo se va a hacer sobre señales obtenidas a la salida de convertidores. Esto supone que, aun basándonos en las normativas de calidad, se pueden y deben experimentar las modificaciones necesarias para adaptar los valores recomendados en estas normativas al caso particular de medidas sobre sistemas formados por variadores de frecuencia excitando motores de inducción sometidos a cargas diferentes y con posibles defectos internos como son la rotura de barras. Se corre el riesgo de, por prolongar demasiado el tiempo de ensayo, para así obtener una mejor agregación, que la señal cambie y con ello el propio tiempo de agregación ideal.

Siguiendo con lo anterior, algunos de los objetivos de la explicación en éste y en los siguientes apartados de este capítulo son los siguientes:

- Demostrar que, conocidas las frecuencias de los interarmónicos que provocan la fuga espectral, puede deducirse el número M mínimo de ventanas cortas de muestreo tw (como las recomendadas en la normativa, de sólo 0,2 s) necesarias para obtener el valor eficaz común ideal e igual al que se obtendría aplicando la transformada de Fourier a una sola ventana de adquisición del tamaño adecuado T_w para evitar las fugas. Por tanto, ese sería el verdadero valor eficaz de la señal medida, tal como se desea obtener siempre, pero obtenido usando sucesivas ventanas del tamaño recomendado en la normativa con fugas espectrales en todas ellas.

Recuérdese que, si siempre fuesen los mismos interarmónicos y se conocieran sus frecuencias, lo ideal sería hacer una sola adquisición sobre esa ventana T_w grande de muestreo evitando de ese modo las fugas y los errores de medida provocados por ellas; pero en un caso más amplio las señales reales no van a tener siempre los mismos interarmónicos y el tamaño de la ventana tw pequeña se debe también a la necesidad de tener buena resolución temporal (tw debe ser menor para señales con grandes fluctuaciones, para mejorar la resolución temporal a costa de perder precisión frecuencial, según el principio de incertidumbre).

- Relacionar el cálculo de este tiempo T_w de agregación ideal con el análisis de los cambios en los vectores de fuga espectral y en su proyección sobre las barras armónicas a lo largo de las ventanas de adquisición usadas en la agregación de valores, pudiendo ser más considerables estos cambios en las barras espectrales donde ya existen armónicos que en las barras más cercanas al interarmónico origen de la fuga.
- Verificar que, si se añaden sucesivas ventanas de adquisición tw y se sobrepasa el número M adecuado para obtener el valor eficaz ideal agregando los valores acumulados hasta ese momento, puede deducirse que este valor eficaz se repite al cabo de otras M ventanas y así sucesivamente. Es la misma situación que con las señales reales, en las que no se conocen en principio las frecuencias de sus interarmónicos, y donde lo más normal es que se sobrepase el número adecuado de ventanas de adquisición. Es interesante comprobar con señales sintéticas cómo el aumento del número de ventanas de adquisición y con ello del tiempo de agregación mejora el resultado del valor, acercándolo cada vez más al ideal.

- Usar ejemplos prácticos, como los expuestos en el anexo-C de la norma 61000-4-7 (2004), para entender mejor el desarrollo de esta explicación. Estos ejemplos a su vez serán adaptados y adecuados para poder probarlos con el algoritmo de medida y análisis basado en las normativas de calidad desarrollado en esta tesis. De este modo, estos ejemplos de medidas servirán también para validar y perfeccionar el sistema.
- Comprobar cómo afecta a la correcta medida de las agrupaciones armónicas, basadas en la normativa, tanto la distancia entre un armónico constante y un tono interarmónico próximo cuya posición iremos variando, como la cantidad de ventanas de muestreo sucesivas que se agreguen. Esta última situación es la más normal a la hora de medir los grupos y subgrupos armónicos, donde suelen coexistir un armónico (situado en una frecuencia estable múltiplo de la frecuencia básica de 5 Hz) y algún interarmónico cercano. Se verá cómo esto influye y mucho en los cambios de amplitud de las medidas del armónico y toda su agrupación asociada si se compara entre ventanas tw sucesivas. Dentro de esta situación de proximidad entre un armónico susceptible de ser alterado por la fuga de un interarmónico cercano, está el caso de las frecuencias que aparecen en el espectro de un motor con barras rotas, alejadas de sus armónicos próximos en función del deslizamiento, pero siempre con una cercanía al armónico adyacente que dificulta su medición y diferenciación.
- Tratar de verificar con señales medidas en ensayos reales lo expuesto anteriormente, deduciendo la conveniencia de modificar en algunos casos el tiempo de agregación desde los 3 s que usan instrumentos comerciales de medida de calidad (como el medidor modelo *Fluke 434* usado en algunos de estos ensayos y pensado más para medir a la entrada que a la salida de los convertidores) hasta otro valor generalmente mayor.

A continuación, se muestra un primer ejemplo con una señal formada únicamente por un interarmónico de 286,875 Hz con amplitud constante de valor eficaz 9,8 V, que es analizada en ventanas sucesivas de $tw = 0,2$ s tal como indica la norma IEC 61000 4-7. Se tratará de averiguar si es mejor agregar los valores eficaces obtenidos en cada ventana corta tw en grupos de $T_w = 3$ s, como indica la otra norma relacionada, la IEC 61000-4-30, o mejor en un tiempo T_w de agregación adecuado al valor concreto del interarmónico analizado.

- La fuga espectral proyectada por un interarmónico (por ejemplo, de 286,875 Hz) sobre una barra espectral inicialmente vacía (como por ejemplo 285 o 290 Hz, múltiplos de la frecuencia básica de 5 Hz para ventanas de muestreo de $tw = 0,2$ s) tiene una amplitud aproximadamente constante, comparando entre ventanas sucesivas de muestreo, más constante cuanto más próxima esté la barra espectral sobre la que se mide del verdadero valor de la frecuencia en la que se produce el interarmónico. Sin embargo, la fase de esta fuga (siempre medida sobre una barra espectral o múltiplo de la frecuencia básica) va cambiando entre ventana y ventana, haciendo que ésta gire respecto a las posiciones fijas de los armónicos (cuya fase, medida siempre al principio de la ventana tw de muestreo, es constante).

- Si la ventana de adquisición es de 0,2 s, las frecuencias múltiplos de 5 Hz presentan un número entero de periodos dentro de esta ventana y, por lo tanto, siempre tienen la misma fase (por ejemplo, 0°) en el comienzo de la siguiente y sucesivas ventanas de muestreo. Aunque para representar en el espacio vectores de tensiones o corrientes tienen que tener la misma frecuencia (girar a la misma velocidad), si nos fijamos justo en el comienzo de cada ventana de muestreo, pueden representarse como vectores fijos los de componentes frecuenciales múltiplos de la resolución (5 Hz) ya que no cambian su fase entre ellos si se comparan siempre en el inicio de cada ventana de muestreo. Por ejemplo, 290 Hz gira 5 veces por segundo más rápido que 285 Hz; pero cada 0,2 s ambas frecuencias presentan siempre el mismo desfase por lo que pueden representarse como vectores fijos en esos instantes.

- Por lo tanto, las frecuencias múltiplos de la básica (como 250 Hz, 285 Hz, 300 Hz, etc.) giran a diferente velocidad y no podrían representarse vectorialmente como fijas en el espacio. Pero si se observa la fase al comienzo de cada ventana de adquisición de $tw = 0,2$ s., todas ellas son múltiplos de 5 Hz y por tanto contienen un número entero de periodos dentro de esos 0,2 s. Por lo tanto, todas las frecuencias que no producen fuga o múltiplos de la básica tienen su fase constante al comienzo de cada ventana y pueden representarse como vectores fijos en la misma posición en el comienzo de todas las ventanas de muestreo. Los interarmónicos en cambio giran moviéndose, respecto a la posición fija de los múltiplos de 5 Hz, con una velocidad relativa a esa posición que es precisamente la diferencia entre la frecuencia del interarmónico y su barra espectral más próxima.

- Por ello, para frecuencias no múltiplos de 5 Hz o productoras de *leakage*, la fase va cambiando entre ventana y ventana en un valor que puede deducirse observando el sobrepaso de la frecuencia interarmónica respecto al múltiplo de 5 Hz inmediatamente anterior como, por ejemplo, para un interarmónico de 286,875 Hz:

$$286,875 - 285 \text{ Hz} = +1,875 \text{ Hz},$$

que será la velocidad de giro de la fuga respecto a barras espectrales o múltiplos de 5 Hz, por lo que el ángulo de giro de la fuga por ventana será de:

$$1,875 \text{ ciclos/s.} \times 0,2 \text{ s./ventana} \times 360^\circ/\text{ciclo} = +135^\circ/tw$$

Es decir, si en la primera ventana de muestreo el interarmónico de 286,875 Hz presenta 0° de fase inicial en $t=0$, tras los primeros 0,2 s la fase con la que comienza la segunda ventana de adquisición sería de 135° , de 270° al empezar la 3ª, y así sucesivamente.

- Puede ocurrir que, tras un número determinado de ventanas de muestreo de 0,2 s, la fase del interarmónico comience en 0° de nuevo (o en el mismo ángulo que tuviera al principio de la primera ventana de adquisición). Ello debe ser cuando un múltiplo del desfase/ventana lo sea también de 360° . En el anterior ejemplo:

$$\text{m.c.m.} (135^\circ, 360^\circ) = 1080^\circ = 8 \text{ ventanas} \times 135^\circ/tw = 3 \text{ giros} \times 360^\circ/\text{giro}$$

Es decir, tras 8 ventanas de 0,2 s el interarmónico vuelve a estar en la misma fase que al comenzar la primera de esas ventanas de adquisición, lo que supone 3 ciclos completos en total de cada vector de fuga. En las siguientes 8 ventanas el vector fuga seguirá girando con estos 1,875 ciclos/s a mayores de la velocidad de giro del resto de vectores de armónicos y barras espectrales, por lo que se puede pensar que estas frecuencias múltiplos de 5 Hz mantienen una posición fija y es la fuga la que gira con ese exceso de frecuencia.

- Como curiosidad, puede observarse que también es válido decir que la fuga gira con $286,875 \text{ Hz} - 290 \text{ Hz} = -3,125 \text{ Hz}$ o velocidad de cambio de la fuga, por lo que ahora:

$$-3,125 \text{ ciclos/s} \times 0,2 \text{ s}/tw = -0,625 \text{ ciclos}/tw \Rightarrow -0,625 \text{ ciclos}/tw \times 360^\circ/\text{ciclo} = -225^\circ/tw$$

$$\text{Con lo cual: m.c.m.} (225^\circ, 360^\circ) = 1800^\circ = 8 \text{ ventanas} \times -225^\circ/tw = 5 \text{ giros} \times 360^\circ/\text{giro}$$

- En este ejemplo, el total de ciclos o vueltas completas es, si se considera el sentido antihorario, de 3 ciclos, y si se considera en sentido horario con $-225^\circ/\text{ventana}$, de 5 vueltas completas. Se observa que al sumar el número de vueltas completas de la fuga en sentido antihorario, más el número correspondiente en sentido horario, se obtienen en total $3+5 = 8$, que coincide con el número de ventanas. Esto es así ya que en sentido antihorario tenemos: $8 tw \times 135^\circ/tw = 3 \text{ giros} \times 360^\circ/\text{giro}$; y en sentido horario: $8 tw \times ((360^\circ - 135^\circ)/tw) = 8 tw \times 360^\circ/tw - 8 tw \times 135^\circ/tw = 8 \text{ giros} \times 360^\circ/\text{giro} - 3 \text{ giros} \times 360^\circ/\text{giro} = 5 \text{ ciclos} \times 360^\circ/\text{vueltas}$.

Y en general, si tenemos en sentido antihorario A giros de 360° , con un ángulo de giro por ventana en sentido antihorario de GA y de $GH = (360^\circ - GA)$ grados en sentido horario (obtenibles también midiendo la diferencia entre el interarmónico y su barra espectral superior más próxima), con H giros completos de 360° en sentido horario, y un total de W ventanas hasta completar el ciclo periódico de giro de la fuga espectral, se cumple que:

$$\begin{aligned} H \text{ giros completos en sentido horario} &= W \text{ ventanas} \times GH^\circ/\text{ventana} = W \times (360^\circ - GA) = \\ &= W \times 360^\circ - W \times GA = W \text{ giros} - A \text{ giros completos} \Rightarrow H = (W - A) \Rightarrow A + H = W \end{aligned}$$

Luego el total de giros completos de la fuga en sentido antihorario A , más el número de ellos midiendo en sentido horario H , es igual al número de ventanas cortas de análisis W necesario para que se repita el ciclo de giro de la fuga espectral.

- Hay que señalar que la fuga gira en el mismo sentido en todas las barras espectrales sobre las que se mida, tanto las que están a la izquierda como a la derecha o frecuencias mayores que las del interarmónico que la origina. Considerar el giro antihorario o bien horario es sólo una forma de medir este giro.

- Al igual que la amplitud, el ángulo de giro de la fuga se mantiene más constante entre ventana y ventana de adquisición cuanto más próxima sea la barra espectral sobre la que se mide respecto al interarmónico generador de la fuga pero, no es tan constante para medidas sobre barras más alejadas, contando siempre también con la influencia de la cantidad de barras intermedias dependiente de la resolución frecuencial. Lo que se mantiene exactamente es la cantidad total de vueltas o ciclos completos y, por tanto, el ángulo total girado entre todas las ventanas en el caso de buscar la repetición de la fase de la ventana inicial.

- Cuando se evalúa el valor eficaz común total de todas las barras espectrales medidas en cada ventana, este valor puede ser tan preciso como si se hubiera medido directamente con una sola ventana de, siguiendo el anterior ejemplo, $T_w = 1,6$ s, sin fuga espectral. Si $T_w = 8 \times t_w = 1,6$ s, entonces $1/1,6$ s = 0,625 Hz, que es el m.c.d. (5 Hz, 286,875 Hz) y por lo tanto su inversa T_w sería el m.c.m. (0,2 s, 1/286,875 Hz). Es decir, se puede medir el verdadero valor eficaz sin fuga espectral con 8 medidas sobre otras tantas ventanas de adquisición de 0,2 s, con fuga en todas y cada una de ellas, como se haría con una sola medida-ventana de 1,6 s sin fuga. Para ello hay que calcular el valor eficaz común (o periodograma o agregación temporal, hallado como la raíz cuadrada de la media de cuadrados de los valores eficaces de cada ventana, como señala la norma 61000-4-30) y además, contar con conocer ese número adecuado de ventanas para saber cuándo hay que parar para tener en ese momento el interarmónico otra vez en fase en la siguiente ventana de adquisición. Hay que averiguar cómo afecta a la medida si se sobrepasa ese número ideal de ventanas y se continúan agregando valores de sucesivas ventanas, cómo afecta la posición del interarmónico respecto a la frecuencia central de los grupos y subgrupos armónicos de la normativa y en las medidas de tasas de distorsión y del valor eficaz total, y relacionarlo todo con el número de ventanas o tiempo T_w de agregación ideal. Todo esto será analizado en los apartados siguientes.

- Se puede hallar la ventana óptima de agregación, T_w , considerando el periodo que contenga un número entero de veces a los de todas las frecuencias existentes en la señal (mejor que sea el mínimo de los periodos que cumplan esa condición, o sea el m.c.m.), a los que se añade el periodo de la frecuencia de 5 Hz para que se cumpla además la condición de que T_w esté formada por un número entero de ventanas básicas t_w , pues no se quiere dejar de realizar cada análisis de Fourier respetando ese tiempo, dadas las características ya comentadas de las señales presentes en la red y convertidores.

Resumiendo, para el ejemplo que se ha seguido:

$$\text{m.c.m. (1/286,875 Hz, 1/5 Hz)} \Rightarrow \text{m.c.d. (286,875 Hz, 5 Hz)} = 0,625 \text{ Hz}$$

$$\Rightarrow T_w = 1/0,625 \text{ Hz} = 1,6 \text{ s} \Rightarrow T_w/t_w = 1,6 \text{ s} / 0,2 \text{ s} = 8$$

Luego son 8 las ventanas cortas t_w necesarias para que se repitan las fases de todas las frecuencias que componen la señal al inicio de la 9ª ventana.

Como la fuga gira a $286,875 - 285 \text{ Hz} = 1,875 \text{ Hz}$ o ciclos/s $\Rightarrow 1,875 \text{ ciclos/s} \times T_w = 1,875 \text{ ciclos/s} \times 1,6 \text{ s} = 3 \text{ ciclos}$ o vueltas completas (1080°).

Luego en cada ventana, la fuga gira a $1080^\circ / 8 t_w = +135^\circ/t_w$ en sentido antihorario (por lo que para que se vuelvan a encontrar en fase todas las frecuencias, tiene que ser al cabo de m.c.m. ($135^\circ, 360^\circ$) = $1080^\circ = 8 \times 135^\circ$ o sea, de 8 ventanas de adquisición ($8 \times 0,2 \text{ s}$), que es la misma conclusión a la que se llegó inicialmente trabajando con las frecuencias.

También, midiendo la fuga en sentido horario: $286,875 - 290 \text{ Hz} = -3,125 \text{ Hz} \Rightarrow -3,125 \text{ Hz} \times T_w = -3,125 \text{ Hz} \times 1,6 \text{ s} = -5 \text{ ciclos}$ o $-5 \times 360^\circ$ en total, con $-1800^\circ / 8 t_w = -225^\circ/t_w$, o sea girando en sentido horario 225° en cada ventana de adquisición.

En la tabla 5.3 se muestran el módulo y la fase de la fuga espectral, medida en las posiciones de las barras de 250 Hz y 290 Hz, y obtenida tras realizar la DFT en cada ventana sucesiva. También se detallan las diferencias de fase o ángulos que giran los vectores de fuga, entre cada dos ventanas cortas de análisis. Se aprecia, como ya se ha comentado, que si se mide la fuga en barras espectrales cercanas no varían mucho ni el módulo ni el ángulo de giro entre ventana y ventana (como en la de 290 Hz, cercana respecto al interarmónico realmente producido en 286,875 Hz, en donde gira prácticamente con el ángulo medio teórico de 135° y su módulo apenas se separa de los 4,6 Vrms), mientras que sí lo hacen midiendo en barras lejanas (como en la de 250 Hz, con ángulos de giro que van de los $140,3^\circ$ a los $129,2^\circ$ y módulos entre 0,372 y 0,411 Vrms, tal como se aprecia en la tabla 5.3). En cualquier caso, el ángulo total girado entre todas las ventanas cortas que componen el periodo o ventana ideal T_w es el mismo, con independencia de donde se mida la fuga, considerando un solo interarmónico como en este caso. En la figura 5.35 se observa mejor, de forma gráfica, la evolución de los vectores de fuga, para el caso de medir en las barras espectrales de 250 Hz y 290 Hz.

También en la misma tabla 5.3 se indican los valores sucesivos que va tomando el valor eficaz agregado, considerando las ventanas de análisis que han transcurrido en cada momento. El valor eficaz común se obtiene por la agregación de los valores eficaces, obtenidos en cada ventana t_w analizada, al llegar justo a la ventana $T_w = M \cdot t_w$. Cuando se alcanza el valor eficaz común total o verdadero *rms*, este valor se repite al cabo de otros T_w segundos, y dentro de esas M ventanas también se repiten los valores eficaces particulares de cada una de ellas, pero ninguno de los eficaces de cada ventana estudiadas de forma aislada tiene porqué coincidir con el valor eficaz común. Esto sólo se logra al hallarlo entre los de todas las ventanas comprendidas dentro de T_w y sus múltiplos. En nuestro ejemplo, esto ocurre cada $1,6 \text{ s} / 0,2 \text{ s} = 8$ ventanas sucesivas de análisis, dando lugar a un valor eficaz común de 0,392 Vrms y de 4,611 Vrms para la fuga medida en las barras espectrales respectivas de 250 y 290 Hz. Si se agregan los valores eficaces comunes de todas las barras del espectro se obtiene el valor eficaz común total (de 9,8 V en el ejemplo). Esto se comprenderá mejor cuando se analicen otros ejemplos de señales propuestas en la normativa.

Tabla 5.3 Resultados de aplicar la DFT en ventanas consecutivas de adquisición, con sólo un interarmónico de 286,875Hz y 9,8 V, midiendo los ángulos de giro de los vectores de la fuga proyectada sobre las barras espectrales correspondientes a 250 y a 290 Hz.

Ventana:	En 250Hz:	giro $tw_{n+1}-tw_n$	Valor eficaz agregado	En 290Hz:	giro $tw_{n+1}-tw_n$	Valor eficaz agregado
tw1 (0,0-0,2s)	0,410 $\angle -19,9^\circ$	+ 140,3°	0,410	4,594 $\angle +157,3^\circ$	+ 134,6°	4,594
tw2 (0,2-0,4s)	0,372 $\angle +115,3^\circ$	+ 135,1°	0,391	4,629 $\angle -67,7^\circ$	+ 135,0°	4,612
tw3 (0,4-0,6s)	0,373 $\angle -115,6^\circ$	+ 129,2°	0,385	4,628 $\angle +67,7^\circ$	+ 135,4°	4,617
tw4 (0,6-0,8s)	0,411 $\angle +19,8^\circ$	+ 135,4°	0,392	4,593 $\angle -157,3^\circ$	+ 135,0°	4,611
tw5 (0,8-1,0s)	0,410 $\angle +160,1^\circ$	+ 140,3°	0,395	4,594 $\angle -22,7^\circ$	+ 134,6°	4,608
tw6 (1,0-1,2s)	0,372 $\angle -64,7^\circ$	+ 135,1°	0,392	4,629 $\angle +112,3^\circ$	+ 135,0°	4,611
tw7 (1,2-1,4s)	0,373 $\angle +64,4^\circ$	+ 129,2°	0,389	4,628 $\angle -112,3^\circ$	+ 135,4°	4,614
tw8 (1,4-1,6s)	0,411 $\angle -160,2^\circ$	+ 135,4°	0,392	4,593 $\angle +22,7^\circ$	+ 135,0°	4,611
...	TOTAL:	1080°	...	TOTAL:	1080°	...

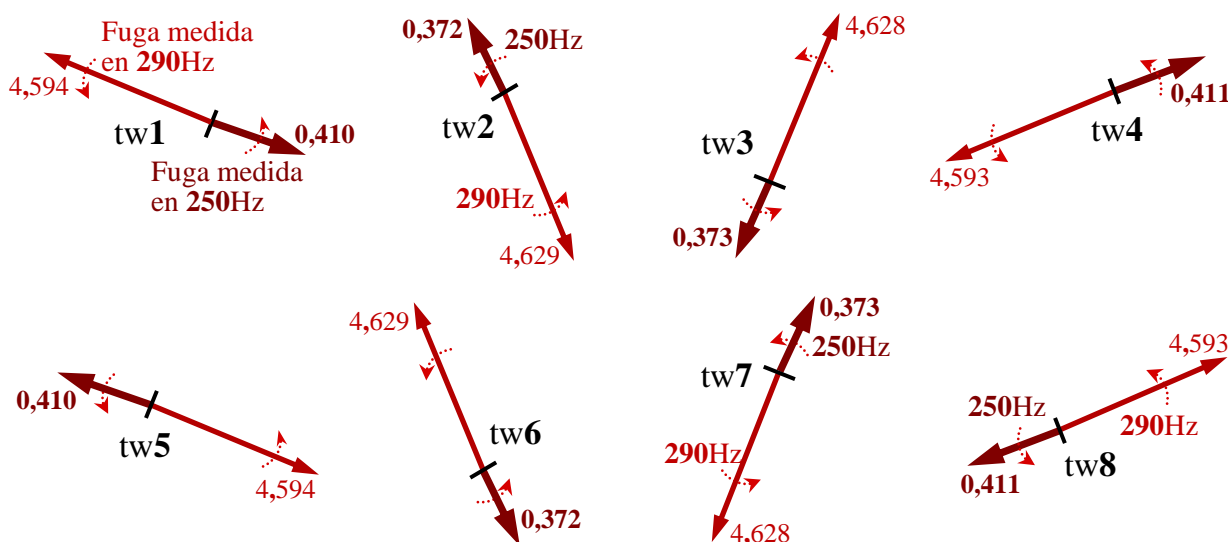


Figura 5.35 Evolución de los vectores de la fuga provocada por el interarmónico de 286,875 Hz y medida en las barras de 250 y 290 Hz, sobre ventanas sucesivas de $tw = 0,2$ s

5.4.2.- Análisis comparativo de la influencia del tiempo de agregación sobre señales sintéticas propuestas en la normativa.

Se ha analizado un ejemplo sencillo para entender la relación entre los valores de las frecuencias que componen una señal y la fuga espectral y los tiempos de agregación. Pero cuando se miden las señales de salida de variadores de frecuencia, no siempre se trata de componentes espectrales únicas sino de una componente fundamental a la que se añaden otras componentes frecuenciales no deseadas y que son el objetivo de la medición. Dado que el número de posibles contenidos frecuenciales diferentes son innumerables, se limitará el estudio comparativo a las mismas formas de onda que propone la norma IEC 61000-4-7 en su anexo-C.4 para exponer de qué modo los agrupamientos de líneas espectrales representan la energía de la señal en distintas condiciones de medida. Para cada uno de estos ejemplos se ha

estudiado el resultado de emplear distintos tiempos de agregación con las agrupaciones espectrales que indica la norma, analizando la evolución de los resultados obtenidos en ventanas consecutivas de adquisición tanto de forma individual, como considerando la agregación acumulada hasta ese momento en cada una de ellas. Los tiempos de agregación considerados no tienen por qué ser de exactamente los valores que se indican en la norma IEC 61000-4-30 (3 s, 10 minutos, 2 h), pero sí de un valor relativamente bajo, dado el tipo de señales con constantes térmicas propias de ambientes industriales, como las de los ensayos del capítulo 6.

El reagrupamiento temporal soluciona en parte la pérdida de información debida al *leakage* aumentando la precisión, sobre todo en la potencia total. Este reagrupamiento en el tiempo no es necesario si los armónicos e interarmónicos existentes en la señal analizada son todos múltiplos de la frecuencia básica o resolución frecuencial (Df de 5 Hz, por ejemplo). En ese caso no se pueden ni siquiera considerar como interarmónicos, desde el punto de vista de que no generarían fuga espectral y no se verían afectados por el efecto empalizada al coincidir sus verdaderos valores frecuenciales con posiciones exactas de las barras espectrales existentes. En el caso de realizar agrupamientos temporales en señales sincronizadas perfectamente con su ventana de muestreo (que poseen por tanto un número entero de periodos en dicha ventana y por lo tanto no generan ninguna fuga espectral) los resultados son los mismos que si sólo se aplica la DFT a la primera de las ventanas cortas tw utilizadas para ello. Por ello en los ejemplos que se analizarán a continuación siempre aparecerá un interarmónico o no múltiplo de 5 Hz generador de fuga y motivador de la conveniencia de realizar esta agregación temporal.

Ejemplo C4-1. Armónicos junto con interarmónico no síncrono de 178 Hz.

Pueden introducirse señales de comunicación en la red eléctrica, que suelen estar situadas entre dos frecuencias armónicas para evitar que queden perturbadas por los armónicos de la línea. La figura 5.36 muestra una señal de este tipo. Se trata de una señal de señalización de 178 Hz, con amplitud constante de valor eficaz 23 V, superpuesta a un tercer y un quinto armónico de 11,5 V cada uno.

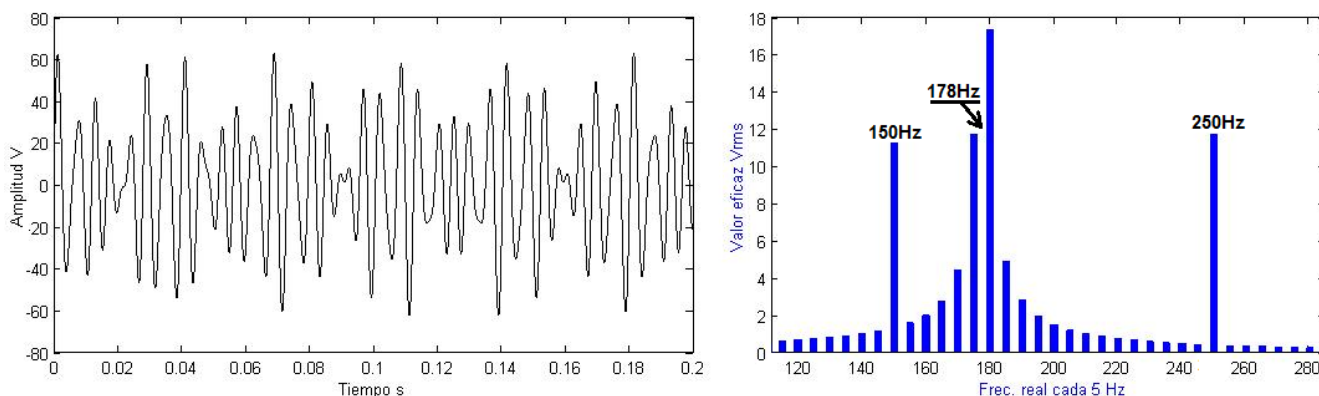


Figura 5.36 Señal de comunicación de 178 Hz junto con los armónicos 3° y 5° en el dominio temporal (izda.) y aplicando la DFT en una primera ventana de 0,2 s (drcha.)

La figura 5.36 muestra la señal considerada en el dominio del tiempo, adquirida durante una ventana rectangular de $tw = 0,2$ s, y tras aplicar la DFT sobre dicha ventana con una resolución de 5 Hz y sin agregar en frecuencia ni en el tiempo (considerando sólo esta primera

ventana de muestreo). Puede apreciarse cómo la fuga espectral producida alrededor del interarmónico de 178 Hz es mayor hacia la barra espectral más cercana (180 Hz) y afecta a todo el espectro, incluidas las barras correspondientes a los armónicos de 150 Hz y 250 Hz.

No obstante, si se continúan analizando ventanas sucesivas de 0,2 s, dentro del mismo ensayo o señal de prueba, los resultados tras aplicar la DFT continúan cambiando, dada la presencia del interarmónico cuya fuga se suma a todas las barras espectrales de alrededor, con diferente fase al comienzo de cada ventana; por lo que el vector total presente en las barras armónicas cambia considerablemente, y no tanto en las barras espectrales sin contenido armónico que sólo reciben la fuga dispersa. Esto se aprecia sobre todo en este ejemplo en las posiciones correspondientes a 150 y 250 Hz, tal como puede observarse en la figura 5.37: se estiman más variaciones en las barras espectrales correspondientes a armónicos con sumas del vector fijo del armónico y de la fuga sobre él proyectada con fase variable, provocando que el vector total en la posición espectral del armónico cambie relativamente bastante entre ventana y ventana de adquisición. Es diferente si nos fijamos en barras espectrales vacías en las que sólo aparece la fuga con fase variable pero amplitud aproximadamente constante, por lo que en los diagramas de barras de la figura éstas casi no fluctúan de ventana a ventana en esas posiciones.

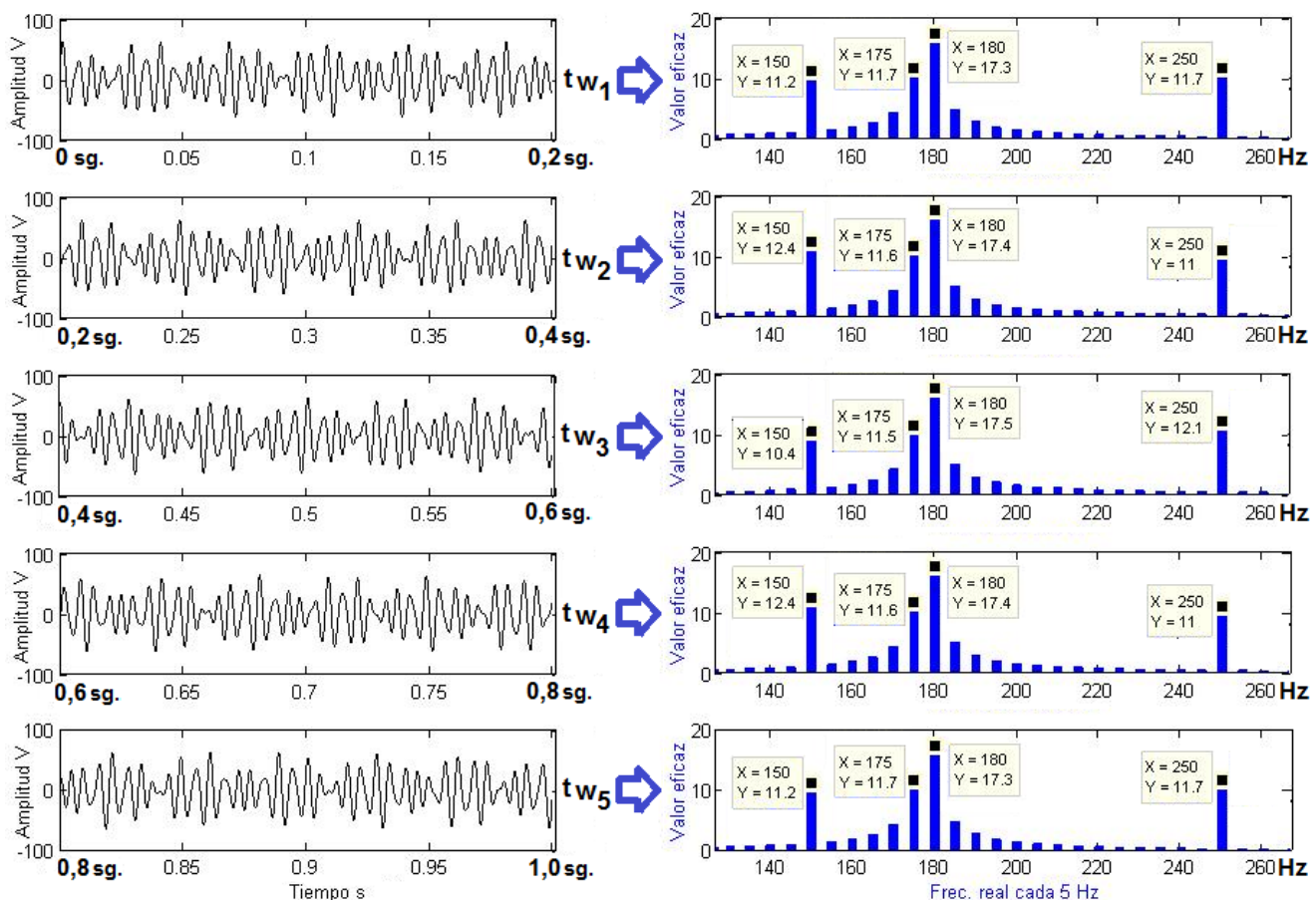


Figura 5.37 Transformadas DFT sobre ventanas sucesivas de $t_w = 0,2$ s de una misma señal con mezcla de armónicos en 150 y 250 Hz e interarmónico en 178 Hz.

Esto se aprecia mejor si se observa con detalle tanto el valor absoluto como la fase de las barras espectrales obtenidas tras realizar la DFT en cada ventana sucesiva, correspondientes a

cada componente por separado: fuga espectral (procedente del interarmónico de 178 Hz), armónicos (que no producen fuga), y suma de ambas componentes. Para ello se utilizan señales sintéticas que contengan sólo 178 Hz, sólo 150 y 250 Hz, y por fin la suma de todas las anteriores componentes. Tras obtener por separado módulos y argumentos, en la tabla 5.4 se observa lo que ocurre en concreto en las posiciones de las barras espectrales de 150 Hz y 250 Hz tras cada ventana de adquisición.

Tabla 5.4 Resultados de aplicar la DFT en sucesivas ventanas consecutivas de adquisición de $t_w = 0,2$ s, con diferentes componentes frecuenciales. Medidas vectoriales (módulo en V_{rms}) sobre las dos barras espectrales correspondientes a 150 y a 250 Hz.

Ventana:	Sólo 178Hz (fugas interarm.)		Sólo 150 y 250Hz (armónicos)		TODO: 178Hz+150+250Hz	
	En 150Hz:	En 250Hz:	En 150Hz:	En 250Hz:	En 150Hz:	En 250Hz:
tw1 (0,0-0,2s)	1,331 $\lfloor +15,3^\circ$	0,420 $\lfloor -155^\circ$	11,50 $\lfloor -90^\circ$	11,50 $\lfloor -90^\circ$	11,22 $\lfloor -83,4^\circ$	11,68 $\lfloor -91,9^\circ$
tw2 (0,2-0,4s)	1,216 $\lfloor -131^\circ$	0,513 $\lfloor +62,9^\circ$	11,50 $\lfloor -90^\circ$	11,50 $\lfloor -90^\circ$	12,44 $\lfloor -93,7^\circ$	11,04 $\lfloor -88,8^\circ$
tw3 (0,4-0,6s)	1,137 $\lfloor +89,9^\circ$	0,565 $\lfloor -89,7^\circ$	11,50 $\lfloor -90^\circ$	11,50 $\lfloor -90^\circ$	10,36 $\lfloor -90,0^\circ$	12,06 $\lfloor -90,0^\circ$
tw4 (0,6-0,8s)	1,213 $\lfloor -49,3^\circ$	0,515 $\lfloor +117,6^\circ$	11,50 $\lfloor -90^\circ$	11,50 $\lfloor -90^\circ$	12,44 $\lfloor -86,4^\circ$	11,04 $\lfloor -91,2^\circ$
tw5 (0,8-1,0s)	1,330 $\lfloor +165^\circ$	0,421 $\lfloor -24,5^\circ$	11,50 $\lfloor -90^\circ$	11,50 $\lfloor -90^\circ$	11,22 $\lfloor -96,6^\circ$	11,68 $\lfloor -88,1^\circ$
tw6 (1,0-1,2s)	1,331 $\lfloor +15,3^\circ$	0,420 $\lfloor -155^\circ$	11,50 $\lfloor -90^\circ$	11,50 $\lfloor -90^\circ$	11,22 $\lfloor -83,4^\circ$	11,68 $\lfloor -91,9^\circ$
...

Al considerar una señal sintética con sólo 178 Hz, se observan con mayor claridad las fugas producidas por el interarmónico de 178 Hz hacia todas las barras espectrales, incluidas las de 150 Hz y 250 Hz sobre las que estamos midiendo, sin estar aún mezcladas con armónicos ubicados en estas mismas frecuencias. Considerando sólo los armónicos de 11,5 V_{rms} , presentes en 150 y 250 Hz, se supone que, al estar sincronizados con la ventana de adquisición, sus fases serían constantes de ventana a ventana, a diferencia de las fases de las fugas que irían cambiando entre diferentes ventanas de adquisición, provocando que el total también lo haga. Con la señal sintética completa, con valores en las frecuencias 178 Hz, 150 y 250 Hz, se observa la suma vectorial de las fugas de 178 Hz hacia las barras espectrales de 150 Hz y 250 Hz y de las magnitudes armónicas que también existen en esas mismas frecuencias.

En estas simulaciones, realizadas mediante *Matlab*, se ha considerado que todas las componentes frecuenciales de las señales sintéticas utilizadas son senos que comienzan en 0° en el instante inicial $t = 0$, dando lugar a las posiciones absolutas que aparecen en esta tabla; aunque también podrían haberse considerado otras posiciones iniciales diferentes a éstas, ya que lo importante es la diferencia entre ventana y ventana de adquisición y el ciclo completo hasta que se vuelve a repetir la situación inicial (en este caso la ventana-*tw6* es en realidad de nuevo la ventana-*tw1*, como también la ventana-*tw7* sería la *tw2*, etc.). Nótese además que, al hablar de repetir la misma situación que en tal ventana, está refiriéndose tanto al valor del módulo como de la fase de todos y cada uno de los vectores correspondientes a todas las barras espectrales, aunque en esta tabla sólo se están observando las medidas sobre las barras espectrales 30 (150 Hz) y 50 (250 Hz).

La evolución de los diferentes vectores puede apreciarse mejor trazando de forma gráfica (figura 5.38) la suma vectorial de cada armónico fijo y la fuga giratoria por él absorbida, tras cada una de las ventanas consecutivas analizadas. El módulo del vector resultante en cada caso representa el valor absoluto que se ha obtenido con cada DFT usando este tipo de ventana rectangular. Puede apreciarse cómo tras estas cinco ventanas consecutivas, la sexta coincide con la primera y se repite de nuevo el ciclo cada cinco ventanas, como cabía esperar: el m.c.d. de las frecuencias contenidas en la señal (150, 250, 178 y 5 Hz, esta última añadida para forzar que la ventana total T_w sea también múltiplo de $1/5\text{Hz}$) es 1 Hz; por lo que el m.c.m. de sus periodos es $1/1\text{Hz} = 1\text{ s}$ y de ahí que en un tiempo de $T_w = 1\text{ s}$ se repetiría la fuga, o sea en 5 ventanas de 0.2 s. La fuga gira aproximadamente lo mismo y cambia poco su amplitud en cada ventana, sobre todo para barras espectrales próximas al interarmónico productor de fuga (como en 150 Hz, más cercano que 250 Hz a la frecuencia interarmónica de 178 Hz), no siendo así para el vector total obtenido al sumar además un armónico fijo. Por ello, donde más afecta el *leakage* es en los armónicos receptores de esta fuga dispersa, sobre todo cuando hay pocas barras espectrales entre estos y el interarmónico productor de la fuga y/o éste es de un valor considerable. En el caso de este ejemplo, la fuga giraría a unos $(178-175\text{ciclos/s}) \times 0,2\text{ s}/t_w \times 360^\circ/\text{ciclo} = 216^\circ$ por ventana t_w , o un total de $5 \times 216^\circ = 1.080^\circ$ (3 vueltas completas de 360°) en las 5 ventanas que completan el ciclo $T_w = 1\text{ s}$. Aunque entre ventana y ventana de 0,2 s no es siempre exacto el ángulo girado, sí lo es el total entre todas las ventanas que completan el ciclo de repetición de todos los periodos contenidos en la señal (en este caso de $T_w = 1\text{ s}$).

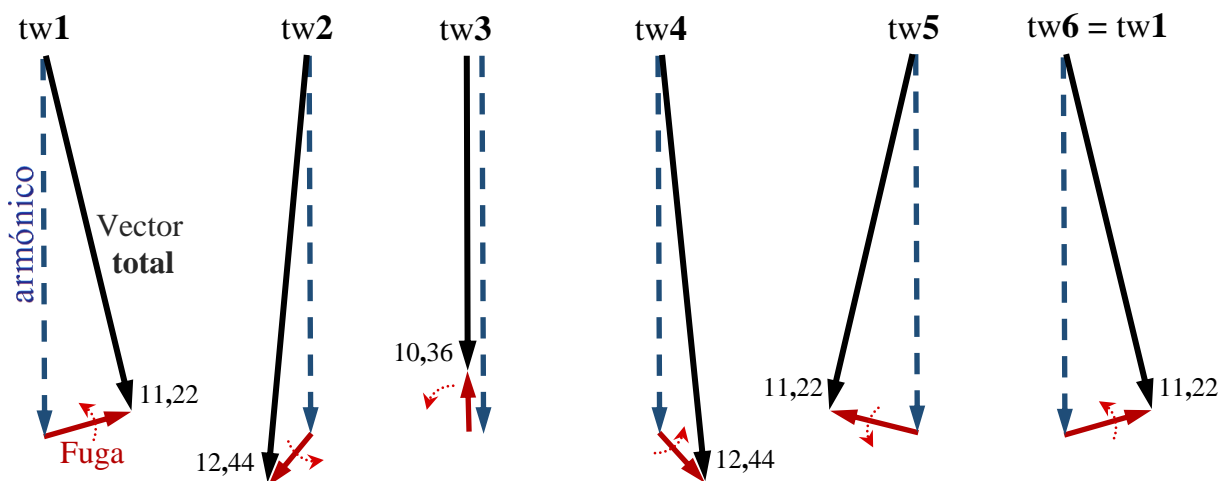


Figura 5.38 Evolución del vector de fuga y de su suma con un armónico preexistente en una misma barra espectral de 150 Hz, sobre ventanas sucesivas de $t_w = 0,2\text{ s}$, para la señal con mezcla de armónicos en 150 y 250 Hz e interarmónico en 178 Hz del ejemplo C4-1.

En la tabla 5.5 se indican los módulos obtenidos tras cada ventana de adquisición, junto con los correspondientes valores agregados hallados con los módulos acumulados hasta cada ventana considerada, para las barras espectrales correspondientes a los armónicos 3° y 5°, el 3er. grupo interarmónico, así como la energía total (o suma de todas las barras espectrales, según teorema de Parseval) para el caso de la señal completa con todas las componentes armónicas del ejemplo C4-1. Como sólo se ha considerado un interarmónico productor de fuga en este ejemplo, todas las barras espectrales reciben fuga en menor o mayor módulo según la cercanía (o cantidad de barras espectrales que haya intermedias) a la frecuencia interarmónica perturbadora de 178 Hz, y girando la misma cantidad de grados totales cada T_w

ventanas de adquisición (aunque de forma más irregular en cada ventana pequeña tw si nos alejamos del interarmónico considerado). Por ello, puede observarse cómo cada 5 ventanas se repiten de nuevo todos los valores de los módulos de cada ventana individual, y el valor agregado tras esta quinta ventana vuelve a repetirse al cabo de otras cinco ventanas y así sucesivamente. Sin embargo, los valores agregados obtenidos entre cada ciclo de T_w/tw ventanas (5 ventanas en este ejemplo, con $T_w = 1$ s como periodo ideal o mínimo común múltiplo de todos los periodos de las frecuencias contenidas en la señal) no se repiten; si exceptuamos el valor eficaz agregado obtenido justo cada $T_w = 5$ ventanas, que es precisamente el verdadero valor eficaz común o valor ideal que se obtendría con una sola ventana de adquisición de T_w segundos. Lo cierto es que los valores agregados se separan de nuevo del valor ideal si continúan agregándose ventanas, pero cada vez menos, tendiendo a reducirse cada vez más el error, sin que sea necesario parar exactamente en una de las ventanas múltiplo de T_w para obtener un buen resultado. Esto puede extrapolarse de forma sencilla a señales que contengan muchos más armónicos, complicándose en cambio el cálculo si aparecen más interarmónicos, pero intuyéndose que siempre habrá un valor ideal de T_w que cumpla que se obtenga el verdadero valor eficaz común usando la agregación temporal de los valores eficaces hallados entre todas las ventanas parciales de $tw = 0,2$ s, o para cualquier otra resolución que se estuviera considerando en cada situación concreta.

Tabla 5.5 Módulos obtenidos tras cada ventana de adquisición con la señal total (150, 178 y 250 Hz), para diferentes agrupaciones frecuenciales, mostrando los resultados de cada ventana individual y de las agregaciones temporales parciales acumuladas en cada momento.

tw:	En barra 30° (150 Hz)		En barra 50° (250 Hz)		gIH3 (155-195 Hz)		Vrms TOTAL	
	Sin agregar	Agregando	Sin agregar	Agregando	Sin agregar	Agregando	Sin agregar	Agregando
tw1	11,2223	11,2223	11,6808	11,6808	22,5067	22,5067	28,0766	28,0766
tw2	12,4455	11,8497	11,0455	11,3676	22,5278	22,5173	28,3648	28,2211
tw3	10,3628	11,3757	12,0649	11,6047	22,5411	22,5252	27,9594	28,1341
tw4	12,4452	11,6523	11,0456	11,4675	22,5283	22,5260	28,3654	28,1921
tw5	11,2221	11,5675	11,6808	11,5104	22,5070	22,5222	28,0770	28,1691
tw6	11,2223	11,5107	11,6808	11,5390	22,5067	22,5196	28,0766	28,1537
tw7	12,4455	11,6488	11,0455	11,4698	22,5278	22,5208	28,3648	28,1840
tw8	10,3628	11,4959	12,0649	11,5459	22,5411	22,5233	27,9594	28,1560
tw9	12,4452	11,6053	11,0456	11,4914	22,5283	22,5239	28,3654	28,1793
tw10	11,2221	11,5675	11,6808	11,5104	22,5070	22,5222	28,0770	28,1691
tw11	11,2223	11,5366	11,6808	11,5260	22,5067	22,5208	28,0766	28,1607
tw12	12,4455	11,6150	11,0455	11,4868	22,5278	22,5214	28,3648	28,1778
tw13	10,3628	11,5235	12,0649	11,5323	22,5411	22,5229	27,9594	28,1611
tw14	12,4452	11,5918	11,0456	11,4982	22,5283	22,5233	28,3654	28,1757
tw15	11,2221	11,5675	11,6808	11,5104	22,5070	22,5222	28,0770	28,1691
tw16	11,2223	11,5462	11,6808	11,5212	22,5067	22,5212	28,0766	28,1634
tw17	12,4455	11,6011	11,0455	11,4937	22,5278	22,5216	28,3648	28,1752
...

Como se observa en la tabla 5.5, el valor eficaz común para el 3er. armónico es de unos 11,56 Vrms, de 11,51 Vrms para el 5° armónico, y de unos 22,5222 Vrms para el grupo

interarmónico 3°. Los dos primeros valores son exactamente los indicados en el anexo de la norma 61000-4-7, en su nota-1 sobre este ejemplo C4-1, y en cambio para el 3er. grupo interarmónico en la citada norma se indican 22,51 Vrms correspondientes al valor parcial obtenido sin agregar en la primera ventana $tw1$, que aquí se ha mejorado obteniendo el verdadero valor eficaz común tras la agregación de este ciclo periódico de 5 ventanas que es de 22,5222 Vrms. El hecho de alcanzar el verdadero valor eficaz común no significa que un grupo interarmónico como el $gIH3$ abarque toda la energía desprendida por la fuga del interarmónico de 178 Hz, ya que eso sólo es posible si se considera una agrupación frecuencial de todo el espectro, y tampoco evita que los armónicos reciban dicha fuga. Ese valor eficaz común se mide correctamente teniendo en cuenta todas las sucesivas ventanas y cambios de la señal. El valor eficaz común total de la señal completa, sumando todas las barras espectrales y agregando sus valores a lo largo de 5 ventanas, es de 28,1691 Vrms (cuya comprobación es simple: raíz cuadrada de la suma de cuadrados de los valores eficaces de cada componente armónica: $\sqrt{11,5^2 + 23^2 + 11,5^2} = 28,16913$ Vrms). Obsérvese cómo el periodo de repetición para obtener el valor eficaz común de la señal completa, conteniendo todas las barras espectrales, es el mismo que para cada grupo individual de frecuencias, dado que sólo se ha considerado un interarmónico que es el causante de la fuga que afecta a todo el espectro y que gira por ello a la misma velocidad en todas las barras espectrales. En caso de existir múltiples interarmónicos, lo normal es que haya zonas del espectro con diferente tiempo ideal de agregación a otras zonas e incluso que al espectro completo, según la cercanía e influencia de los diferentes interarmónicos causantes de las fugas espectrales productoras de esta falta de sincronización.

El motivo por el cual se obtiene este verdadero valor eficaz común total sumando los cuadrados de valores eficaces de cada ventana corta de $tw = 0,2$ s puede entenderse si se observa el esquema de la figura 5.39. Éste relaciona las ventanas cortas de muestreo tw aplicadas a una señal compuesta (con componentes de 15, 25 y 28 Hz en esta figura) con la *macroventana* T_w , que coincide con el periodo de la señal total, hallado como el m.c.m. de los periodos de todas las frecuencias que la componen, múltiplos además de $tw = 0,2$ s = $1/5$ Hz. En esta figura de nuevo la señal se repite al cabo de 5 ventanas cortas, o sea de 1 s (ya que $28 - 25$ Hz = 3 Hz da la misma velocidad de giro que la fuga del anterior ejemplo C4-1, o sea 3 Hz x $0,2$ s x $360^\circ = 216^\circ$ por ventana tw).

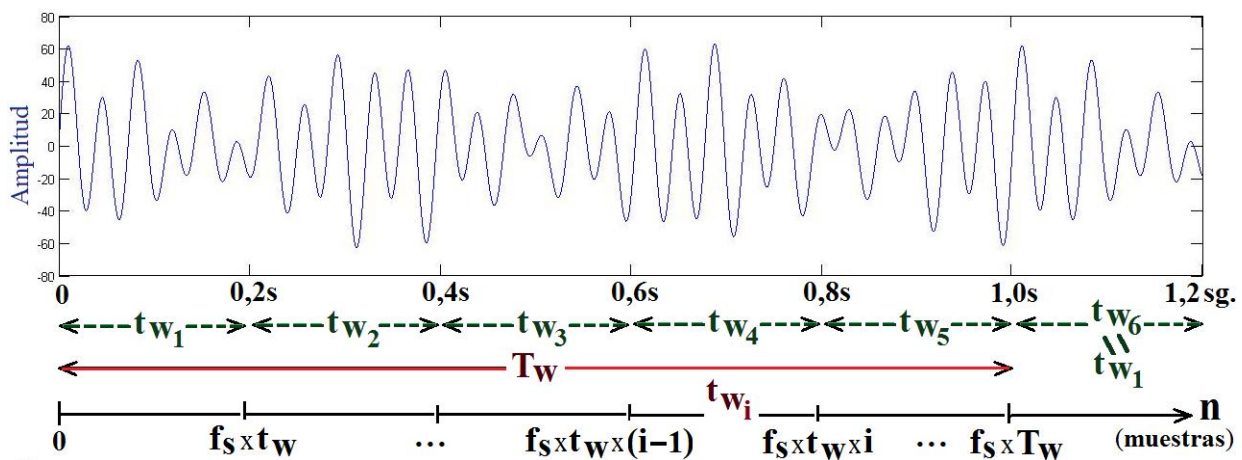


Figura 5.39 Relación entre las ventanas cortas de muestreo tw de 0,2 s y la ventana ideal T_w que evitaría las fugas espectrales y es diferente para cada combinación de frecuencias.

Según el teorema de Parseval aplicado al dominio temporal, el valor eficaz Y_{rms} (donde Y puede ser V ó I , según la señal analizada) hallado en cada ventana corta tw_i de muestreo, para un total de $fs \times tw$ muestras, ($80 \text{ kS/s} \times 0,2 \text{ s} = 16.000$ muestras por ventana en los ensayos realizados en esta tesis) adopta la expresión indicada en la ecuación (5.35) para la ventana inicial tw_1 , y la ecuación (5.36) para la ventana i -ésima en un caso más general. Normalmente en cada ventana corta tw de muestreo no puede obtenerse el verdadero valor eficaz común que refleje el contenido energético real de la señal con todas sus componentes armónicas, dadas las fugas espectrales producidas por el contenido interarmónico que hace que en una sola ventana corta no se valore la forma de onda real que contenga un número entero de periodos de todas las frecuencias contenidas en la señal (esto ocurre si se valora la señal en un periodo ideal como el medido en la ventana T_w , que además cumple ser múltiplo entero de la ventana corta tw).

$$Y_{rms}|_{tw_1} = \sqrt{\sum_{n=0}^{fstw-1} \frac{Y(n)^2}{fs \cdot tw}} \quad (5.35)$$

$$Y_{rms}|_{tw_i} = \sqrt{\sum_{n=fs \cdot tw \cdot (i-1)}^{fstw \cdot i - 1} \frac{Y(n)^2}{fs \cdot tw}} \quad (5.36)$$

Si ahora se relaciona el valor eficaz de cada ventana corta con el valor eficaz común de la señal total para una ventana ideal de duración T_w formada por un número entero de T_w/tw ventanas cortas ($1 \text{ s} / 0,2 \text{ s} = 5$ ventanas en el ejemplo considerado en la figura), se tiene que:

$$Y_{rms}|_{T_w} = \sqrt{\sum_{n=0}^{fsT_w-1} \frac{Y(n)^2}{fs \cdot T_w}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{T_w/tw} \sum_{n=fs \cdot tw \cdot (i-1)}^{fs \cdot tw \cdot i - 1} \frac{Y(n)^2}{fs \cdot tw}}{T_w / tw}} = \sqrt{\sum_{i=1}^{T_w/tw} \frac{\left(Y_{rms}|_{tw_i} \right)^2}{T_w / tw}} \quad (5.37)$$

por lo que se cumple que el verdadero valor eficaz de la señal, hallado a lo largo de su periodo de repetición ideal T_w , puede también obtenerse como la media de los cuadrados de los valores eficaces extraídos en cada ventana corta sucesiva de que se compone la ventana grande o ideal T_w , tal como se indica en la ecuación (5.37). Recuérdese que esta ventana corta tw es necesaria dada la naturaleza no estacionaria de las señales analizadas con objeto de mejorar la resolución temporal, por el principio de incertidumbre ya mencionado varias veces a lo largo de esta tesis. Y por otra parte lo normal es que no se conozca este periodo o ventana ideal T_w , o incluso sea diferente según la zona del espectro, tipo de convertidor y resto de condiciones de cada ensayo, incluido el estado del motor usado como carga. Por ello se realiza esta agregación temporal que minimiza el error por la falta de estacionariedad de la señal, existencia de interarmónicos que provocan la fuga y la imprevisibilidad de sus valores, además de comprimir el volumen de datos de las mediciones.

Ejemplo C4-2. Armónicos junto con interarmónico de 287 Hz.

En este otro ejemplo descrito en la normativa, se propone una señal de tensión compuesta por un 5º armónico de 13,2 V y un 6º armónico de 10 V eficaces, con un interarmónico de 287 Hz y 9,8 V intercalado entre ellos. En el anexo de la norma sólo se muestra un resultado para este ejemplo: el valor del grupo interarmónico de orden 5, *gIH5*, indicándose que es de 9,534 V (con un error del 2,7% respecto a los 9,8 V del interarmónico que contiene, ya que, debido a la fuga por él producida, la energía de esos 9,8 V se dispersa por todo el espectro). Cabe deducir que además este valor de 9,534 V se obtiene tras realizar la DFT sobre sólo la primera ventana de muestreo y no como valor eficaz común a varias ventanas, hecho que se va a comprobar a continuación.

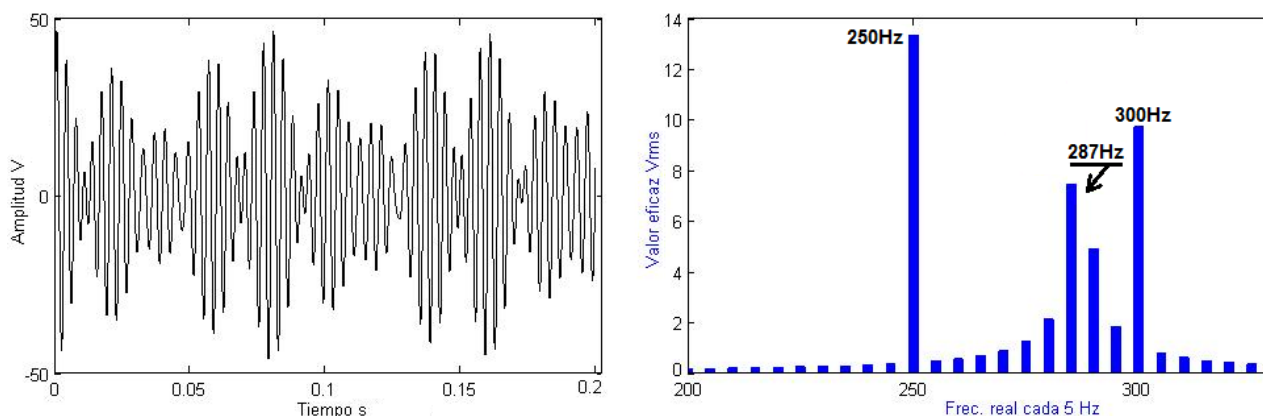


Figura 5.40 Señal compuesta por armónicos 5º, 6º y un interarmónico de 287 Hz: en el dominio temporal (izda.) y aplicando la DFT en una primera ventana de 0,2 s (drcha.)

En la figura 5.40 se muestra la señal considerada en el dominio del tiempo, adquirida durante una ventana rectangular de $t_w = 0,2$ s, y tras aplicar la DFT sobre dicha ventana con una resolución de 5 Hz y sin agregar ni en frecuencia ni en el tiempo (considerando sólo esta primera ventana de muestreo). Al igual que en el ejemplo anterior, al aplicar sucesivas DFT sobre ventanas consecutivas van cambiando las posiciones de las fugas proyectadas por el interarmónico, provocando un cambio en los módulos de los armónicos receptores de esa fuga, tanto más cuanto más cerca estén del interarmónico, o menor número de barras espectrales haya entre ellos. Este ciclo se repite cada 5 ventanas (ya que el m.c.d. de 250, 300 y 287 Hz, junto con 5 Hz para forzar que T_w sea múltiplo de 0,2 s, vuelve a ser de 1 Hz, por lo que $T_w = 1$ s, y $T_w/t_w = 5$ ventanas para $t_w = 0,2$ s). Pero ahora el giro medio de la fuga por ventana será de $(287-285 \text{ ciclos/s}) \times 0,2 \text{ s}/t_w \times 360^\circ/\text{ciclo} = 144^\circ/t_w$, que, tras esas 5 ventanas que conforman el periodo ideal que contiene un número entero de todos los periodos contenidos en la señal, provocan un total de 720° o dos giros completos.

Al igual que en el ejemplo anterior, se prolonga la duración de la simulación realizada, para poder así observar la evolución de los módulos de los valores eficaces obtenidos tras cada ventana de adquisición (ver tabla 5.6), junto con los correspondientes valores agregados hallados con los valores acumulados hasta cada ventana considerada, para las barras espectrales correspondientes a los armónicos 5 y 6, el grupo interarmónico 5º, así como el valor eficaz considerando todas las componentes armónicas de este ejemplo C4-2. Puede

observarse de nuevo cómo cada 5 ventanas se repiten todos los valores de los módulos de cada ventana individual, y el valor agregado tras esta quinta ventana vuelve a repetirse al cabo de otras cinco ventanas y así sucesivamente, acercándose los valores agregados intermedios cada vez más al ideal, incluso en ventanas no múltiplos exactos de T_w .

Como se observa en la tabla 5.6, el valor eficaz común para el 5° armónico es de unos 13,2061 Vrms, de 10,0650 Vrms para el 6° armónico, y de unos 9,5213 Vrms para el grupo interarmónico 5°. En la norma sólo se indicaba el resultado del $gIH5$ tras la primera ventana analizada, que es efectivamente de aproximadamente 9,535 V. El valor eficaz común de la señal completa, sumando todas las barras espectrales y agregando sus valores a lo largo de 5 ventanas, es de 19,2426 Vrms (se comprueba sin más que hallar $\sqrt{13,2^2 + 9,8^2 + 10^2} = 19,242661$ Vrms). El periodo de repetición para obtener el valor eficaz común de la señal completa, conteniendo todas las barras espectrales, es el mismo que para cada grupo individual de frecuencias, dado que sólo se ha considerado un interarmónico de 287 Hz, único productor de la fuga común y repartida por todo el espectro.

Tabla 5.6 Módulos obtenidos tras cada ventana de adquisición con la señal total (250, 287 y 300 Hz), para diferentes agrupaciones frecuenciales, mostrando los resultados de cada ventana individual y de las agregaciones temporales parciales acumuladas en cada momento.

tw:	En barra 50° (250 Hz)		En barra 60° (300 Hz)		gIH5 (255-295 Hz)		Vrms TOTAL	
	Sin agregar	Agregando	Sin agregar	Agregando	Sin agregar	Agregando	Sin agregar	Agregando
tw1	13,3216	13,3216	9,6979	9,6979	9,5359	9,5359	19,1374	19,1374
tw2	12,9004	13,1127	10,9633	10,3500	9,5152	9,5256	19,5225	19,3309
tw3	13,5733	13,2680	8,8337	9,8705	9,5029	9,5180	18,8852	19,1835
tw4	12,9005	13,1771	10,9632	10,1547	9,5160	9,5175	19,5226	19,2688
tw5	13,3216	13,2061	9,6978	10,0650	9,5364	9,5213	19,1375	19,2426
tw6	13,3216	13,2254	9,6979	10,0047	9,5359	9,5237	19,1374	19,2251
tw7	12,9004	13,1795	10,9633	10,1472	9,5152	9,5225	19,5225	19,2679
tw8	13,5733	13,2294	8,8337	9,9925	9,5029	9,5201	18,8852	19,2205
tw9	12,9005	13,1932	10,9632	10,1049	9,5160	9,5196	19,5226	19,2543
tw10	13,3216	13,2061	9,6978	10,0650	9,5364	9,5213	19,1375	19,2426
tw11	13,3216	13,2167	9,6979	10,0321	9,5359	9,5226	19,1374	19,2331
tw12	12,9004	13,1906	10,9633	10,1130	9,5152	9,5220	19,5225	19,2574
...

Ejemplo C4-2-Retocado. Armónicos junto con interarmónico cercano de 251,25 Hz.

Para poder observar mejor cómo afecta la situación relativa entre un armónico receptor de la fuga y el interarmónico que la produce, se va a modificar la posición de este último en el ejemplo propuesto por la normativa considerado anteriormente, de modo que en vez de en 287 Hz se va a situar ahora en 251,25 Hz, muy cerca del armónico de 250 Hz. Y también se verá un nuevo cálculo del periodo o ventana grande T_w , del giro de la fuga y cómo afecta a todas las barras espectrales, especialmente en las que ya tenían un contenido armónico fijo.

En la figura 5.41 se muestra la señal considerada durante su periodo ideal de repetición. Como el m.c.d. de 250, 251,25, 300 y 5 Hz es 1,25 Hz, entonces el m.c.m. de todos los periodos contenidos en la señal, y que además sea múltiplo también de 1/5 Hz para cumplir con el enventanado de $t_w = 0,2$ s de la normativa, será $1/1,25\text{Hz} = 0,8$ s = T_w . Como puede apreciarse en la parte derecha de la figura, no se produce fuga espectral, debido a haber tomado la DFT directamente con una ventana que abarca periodos completos de todas las frecuencias. Pero normalmente se realizan transformadas cada ventana corta de $t_w = 0,2$ s, por lo que hay que hallar el número T_w/t_w adecuado de ventanas cortas para obtener los valores eficaces comunes, aún a costa de producirse fuga en cada una de estas ventanas de análisis. Y este número es de $0,8/0,2$ s = 4 ventanas. La fuga espectral girará a un ritmo medio de $(251,25-250$ ciclos/s) \times $0,2$ s/ t_w \times 360° /ciclo = 90° por ventana corta t_w . Y como cada 4 ventanas debería repetirse la posición inicial de la fuga, entonces en $4 t_w \times 90^\circ/t_w = 360^\circ$ totales o sea en un giro completo se repite la situación inicial (ó en $1,25$ ciclos/s \times $0,8$ s/ T_w \times 360° /ciclo = 360° por ventana grande o ideal T_w).

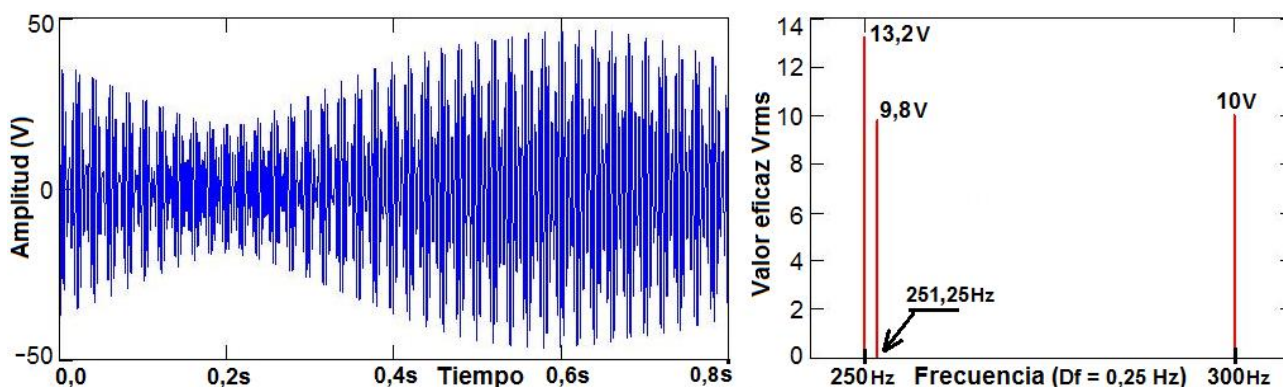


Figura 5.41 Señal compuesta por armónicos 5°, 6° y un interarmónico de 251,25 Hz: en el dominio temporal (izda.) y aplicando la DFT en una sola ventana de $T_w = 0,8$ s (drcha.).

En la figura 5.42 se representan las diferentes ventanas cortas que completan el ciclo de la ventana ideal T_w necesario para obtener los valores eficaces comunes por agregación temporal de los valores obtenidos tras cada ventana corta. Pueden apreciarse pequeños cambios en la amplitud medida, entre ventana y ventana, en las barras espectrales vacías o que no contienen armónicos y sólo reciben por tanto fuga; así como en la barra espectral de 300 Hz que, pese a ya contener un armónico, recibe poca fuga ya que el interarmónico de 251,25 Hz le queda algo alejado (en realidad lo que importa es la distancia relativa o número intermedio de barras espectrales, más que la distancia absoluta en hertzios). Sin embargo, en la barra espectral de 250 Hz (que también contenía previamente un armónico, además de la fuga recibida por el muy cercano interarmónico) se perciben grandes cambios entre ventana y ventana corta de muestreo. En realidad, el interarmónico de 251,25 Hz produce menos fuga

total que el de 287 Hz del ejemplo anterior (el primero está a un 25 % de la barra espectral más próxima de 250 Hz, y el de 287 Hz a un 40 % de la de 285 Hz). Pero al estar tan cerca del armónico ubicado en 250 Hz, esto hace que una gran parte de la fuga sea absorbida por esta frecuencia, repercutiendo en grandes cambios entre ventana y ventana corta de $tw = 0,2$ s en la amplitud total del armónico más la fuga recibida en esa misma posición de 250 Hz. Se observa pues que cuando un interarmónico está cerca de un armónico, éste último se ve fuertemente afectado por la fuga espectral provocada por aquél, además de dar lugar a medidas inestables si se comparan los resultados entre diferentes ventanas de adquisición consecutivas. Por ello se hace necesario establecer una agregación temporal adecuada que minimice ese efecto.

En la tabla 5.7 se aprecia con detalle tanto el valor absoluto como la fase de las barras espectrales obtenidas tras realizar la DFT en cada ventana sucesiva, correspondientes a cada componente por separado: fuga espectral (procedente del interarmónico de 251,25 Hz), armónicos (que no producen fuga), y suma de ambas componentes. En la tabla 5.7 se observa lo que ocurre en concreto en las posiciones de las barras espectrales de 250 Hz y 300 Hz tras cada ventana de adquisición. Y en la tabla 5.8 se detallan las diferencias o ángulos que gira la fuga entre las fases o posiciones de los vectores de fuga entre ventana y ventana corta de análisis. Se aprecia, como ya se ha comentado, que, si se mide la fuga en barras espectrales cercanas, no varían mucho ni el módulo ni el ángulo de giro entre ventana y ventana; mientras que sí lo hacen midiendo en barras lejanas. Sin embargo, el ángulo total girado entre todas las ventanas cortas que componen el periodo o ventana ideal T_w es el mismo independientemente de donde se mida la fuga, considerando siempre un solo interarmónico. Pese a los relativamente grandes cambios en la magnitud y ángulo de la fuga proyectada en barras espectrales lejanas al interarmónico que la produce, estos cambios afectan menos a los armónicos lejanos que la reciben debido a que éstos suelen ser de mucha mayor magnitud que la escasa fuga recibida a esas distancias.

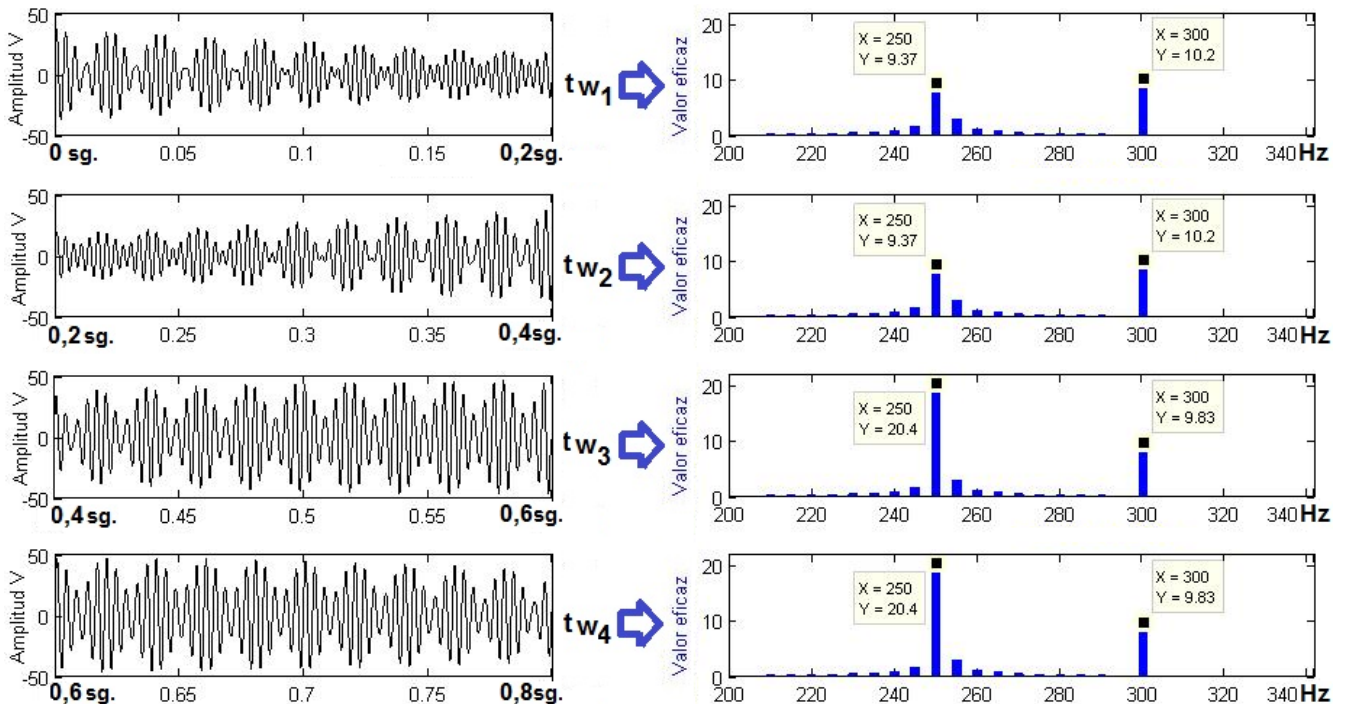


Figura 5.42 Transformadas DFT sobre ventanas sucesivas de $tw = 0,2$ s de una misma señal formada por armónicos en 300 y 250 Hz con un interarmónico cercano en 251,25 Hz.

Tabla 5.7 Resultados de aplicar la DFT en ventanas consecutivas de adquisición de $t_w = 0,2$ s, con diferentes componentes frecuenciales. Medidas vectoriales (módulo en V_{rms}) sobre las dos barras espectrales correspondientes a 250 y a 300 Hz.

Ventana:	Sólo 251,25Hz (fugas inter.)		Sólo 250 y 300Hz (armónicos)		TODO: 251,25+250+300Hz	
	En 250Hz:	En 300Hz:	En 250Hz:	En 300Hz:	En 250Hz:	En 300Hz:
tw1 (0,0-0,2s)	8,824 $\angle +44,9^\circ$	0,2267 $\angle -129,8^\circ$	13,200 $\angle -90^\circ$	10,000 $\angle -90^\circ$	9,370 $\angle -48,1^\circ$	10,180 $\angle -90,82^\circ$
tw2 (0,2-0,4s)	8,823 $\angle +135^\circ$	0,2275 $\angle -49,9^\circ$	13,200 $\angle -90^\circ$	10,000 $\angle -90^\circ$	9,369 $\angle -131,9^\circ$	10,180 $\angle -89,18^\circ$
tw3 (0,4-0,6s)	8,824 $\angle -135^\circ$	0,2267 $\angle +50,2^\circ$	13,200 $\angle -90^\circ$	10,000 $\angle -90^\circ$	20,410 $\angle -107,9^\circ$	9,827 $\angle -89,15^\circ$
tw4 (0,6-0,8s)	8,823 $\angle -44,9^\circ$	0,2275 $\angle +130,1^\circ$	13,200 $\angle -90^\circ$	10,000 $\angle -90^\circ$	20,410 $\angle -72,2^\circ$	9,827 $\angle -90,85^\circ$
...

Tabla 5.8 Resultados de aplicar la DFT en ventanas consecutivas de adquisición, con sólo un interarmónico de 251,25 Hz, midiendo los ángulos de giro de los vectores de la fuga proyectada sobre las barras espectrales correspondientes a 250 y a 300 Hz (sin armónicos).

Ventana:	En 250Hz:	giro $\langle tw_{n+1} - tw_n \rangle$	En 300Hz:	giro $\langle tw_{n+1} - tw_n \rangle$
tw1 (0,0-0,2s)	8,824 $\angle +44,9^\circ$	+ 89,7°	0,2267 $\angle -129,8^\circ$	100,1°
tw2 (0,2-0,4s)	8,823 $\angle +135^\circ$	+ 90,3°	0,2275 $\angle -49,9^\circ$	79,9°
tw3 (0,4-0,6s)	8,824 $\angle -135^\circ$	+ 89,7°	0,2267 $\angle +50,2^\circ$	100,1°
tw4 (0,6-0,8s)	8,823 $\angle -44,9^\circ$	+ 90,3°	0,2275 $\angle +130,1^\circ$	79,9°
...	...	TOTAL: 360,0°	...	TOTAL: 360,0

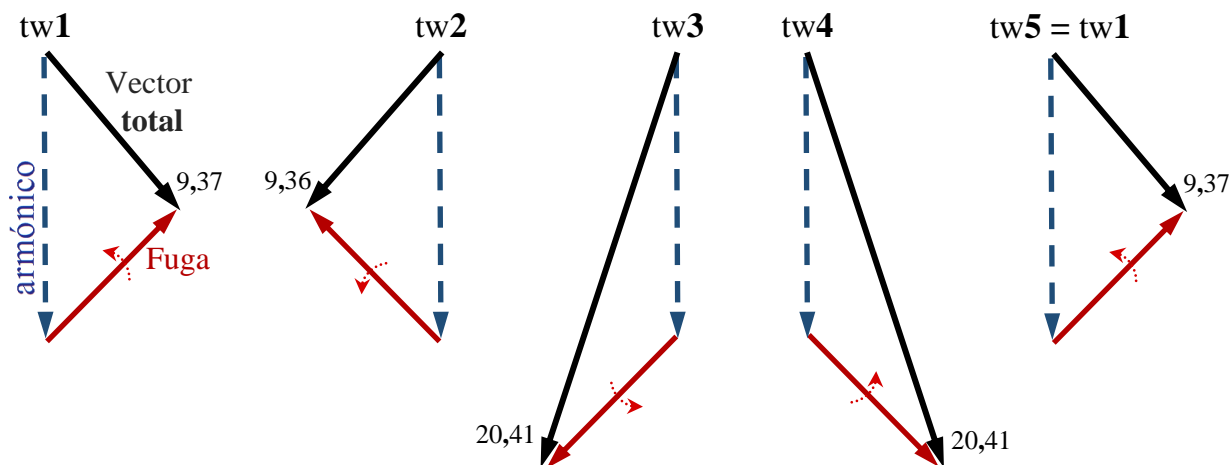


Figura 5.43 Evolución del vector de fuga y de su suma con un armónico preexistente en una misma barra espectral de 250 Hz, sobre ventanas sucesivas de $t_w = 0,2$ s, para una señal con mezcla de armónicos en 250 y 300 Hz e interarmónico en 251,25 Hz.

En la Figura 5.43 se observa la evolución de los vectores de fuga, armónico y total, para el caso de medir en la barra espectral correspondiente a 250 Hz. Debido a su gran cercanía al interarmónico productor de la fuga, el armónico existente en 250 Hz, sumado a la gran y giratoria fuga recibida, produce un vector total cuyo módulo puede diferir bastante entre ventanas diferentes de adquisición, a menos que se considere desde un principio la ventana ideal T_w , en este caso de 0,8 s, o se realice la agregación temporal adecuada. En la tabla 5.9 se muestran los principales resultados de esta agregación relacionados con este ejemplo. Como puede verse, la forma mejor de medir el interarmónico de 251,25 Hz quizá sea con el valor eficaz común o agregado de la propia barra espectral más cercana de 250 Hz, o mejor aún con el subgrupo armónico alrededor de la misma (que abarcaría también las barras de 245 Hz y 255 Hz). Otra curiosidad es que el valor eficaz total también oscila mucho, si sólo se analizan sus valores en cada ventana individual, debido a la misma fuga espectral que modifica los del vector en 250 Hz principalmente; pero el valor eficaz total común o agregado resultante es exactamente el mismo que para el caso con el interarmónico situado en 287 Hz. Esto resulta lógico, ya que, aunque en diferentes posiciones de frecuencias, en ambos ejemplos se han considerado los mismos valores eficaces de cada componente individual: $\sqrt{(13,2^2 + 9,8^2 + 10^2)} = 19,242661$ Vrms. Se ve pues que al valor eficaz total, bien hallado directamente con una ventana ideal de T_w duración, o bien agregando varias ventanas cortas tw sucesivas, no le afecta la cantidad de fuga espectral producida ni la situación de los interarmónicos, sino los valores eficaces de todas y cada una de las componentes frecuenciales. En cambio, si se analizan los valores eficaces de partes del espectro, como son los grupos y subgrupos o barras espectrales individuales, los resultados de estos valores eficaces comunes que no reflejan la energía total de la señal sí se ven afectados por la fuga espectral y posición relativa de las frecuencias que componen la señal analizada. No hay más que comparar los resultados de estos dos últimos ejemplos C4-2, tanto el original como el que se ha retocado, para ver que los valores eficaces comunes agregados para las mediciones en las barras espectrales de 250, 300 Hz y del grupo interarmónico 5° tienen diferente valor (13,2061 frente a 15,8773 V; 10,0650 por 10,0026 V; y 9,5213 en vez de 3,4418 V para el $gIH5$), mientras que el eficaz total es idéntico (19,2426).

Tabla 5.9 Módulos hallados tras cada ventana de adquisición con la señal total (250, 251,25 y 300 Hz), para diferentes agrupaciones frecuenciales, mostrando los resultados de cada ventana individual y de las agregaciones temporales acumuladas en cada momento.

tw:	En barra 50° (250 Hz)		En barra 60° (300 Hz)		gIH5 (255-295 Hz)		Vrms TOTAL	
	Sin agregar	Agregando	Sin agregar	Agregando	Sin agregar	Agregando	Sin agregar	Agregando
tw1	9,3701	9,3701	10,1752	10,1752	3,4409	3,4409	14,4732	14,4732
tw2	9,3693	9,3697	10,1752	10,1752	3,4427	3,4418	14,4728	14,4730
tw3	20,4057	14,0472	9,8270	10,0604	3,4409	3,4415	23,0456	17,7955
tw4	20,4053	15,8773	9,8270	10,0026	3,4427	3,4418	23,0453	19,2427
tw5	9,3701	14,8064	10,1752	10,0373	3,4409	3,4416	14,4732	18,3880
tw6	9,3693	14,0471	10,1752	10,0604	3,4427	3,4418	14,4728	17,7954
tw7	20,4057	15,1201	9,8270	10,0274	3,4409	3,4417	23,0456	18,6362
tw8	20,4053	15,8773	9,8270	10,0026	3,4427	3,4418	23,0453	19,2427
tw9	9,3701	15,2916	10,1752	10,0219	3,4409	3,4417	14,4732	18,7727
...

Ejemplo C4-3. Armónico modulado en amplitud e interarmónico en 287 Hz.

En este caso, la normativa propone una señal que contiene un 5º armónico de tensión que fluctúa alrededor de un valor eficaz medio de 10 V, con una modulación senoidal del 20 % y 5 Hz. Este podría ser el caso de la señal de un motor con un par de torsión variable, como por ejemplo una bomba de pistón. A consecuencia de ello, el espectro de esta señal contiene una barra «portadora» de 250 Hz, con un valor eficaz de 10 V, y dos barras laterales a 245 y 255 Hz de 1 V cada una. A esta señal se le suma otra de comunicación de 9,8 V y 287 Hz (véase la figura 5.44 para observar la señal propuesta, con todas sus componentes frecuenciales).

Al tener sólo una componente interarmónica y ser esta de la misma frecuencia y valor que en el ejemplo C4-2, 287 Hz, se obtienen por ello muchos valores relativos a la fuga iguales que en el ejemplo anterior: el m.c.d. de 245, 250, 255 y 287 Hz, junto con 5 Hz para forzar que T_w sea múltiplo de 0,2 s, vuelve a ser de 1 Hz; por lo que $T_w = 1$ s, y el número de ventanas que componen cada ciclo de repetición es de $T_w/tw = 5$ ventanas para $tw = 0,2$ s. El giro medio de la fuga por ventana será de $(287-285\text{ciclos/s}) \times 0,2 \text{ s}/tw \times 360^\circ/\text{ciclo} = 144^\circ/tw$, que, tras esas 5 ventanas que contienen un número entero de todos los periodos contenidos en la señal, provocan un total de 720° o dos giros completos de la fuga espectral.

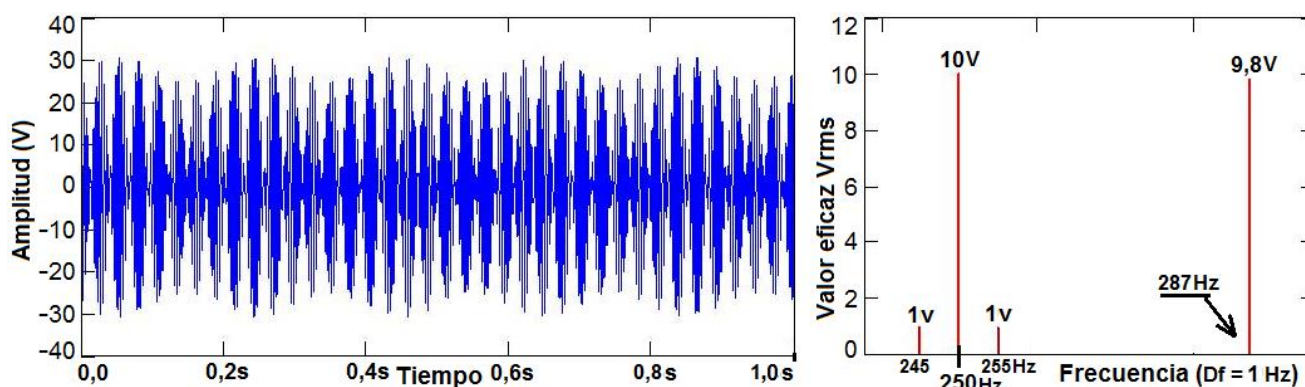


Figura 5.44 Señal compuesta por 5º armónico modulado en amplitud e interarmónico de 287 Hz: en el tiempo (izda.) y aplicando la DFT en una sola ventana de $T_w = 1,0$ s (drcha.).

En la figura 5.44 se muestra la señal propuesta con todas sus componentes, incluyendo el interarmónico y el quinto armónico modulado en amplitud, como puede apreciarse claramente en la parte izquierda de la figura si observamos la envolvente de baja frecuencia (5 Hz) que precisamente cambia cada 0,2 s. Al haberse tomado una ventana de muestreo de justo $T_w = 1$ s para aplicar la DFT, es por ello por lo que no se produce fuga espectral, y en la parte derecha de esta misma figura aparecen claramente diferenciadas las componentes debidas a los 250 Hz y su modulación (bandas laterales en 245 y 255 Hz de 1 Vrms cada una de ellas) y el interarmónico de exactamente los 9,8 V en la posición exacta que le corresponde de 287 Hz. Como se tiene $1/1\text{s} = 1$ Hz de resolución no afecta el efecto empalizada ya que coinciden las posiciones de las barras espectrales con las de las componentes frecuenciales reales existentes en la señal.

Pero como ya se ha dicho anteriormente, en un caso real no se suelen conocer estas posiciones frecuenciales y se muestrea en ventanas de un tamaño fijo, como $tw = 0,2$ s, con

las posibles fugas espectrales producidas por ello. En la figura 5.45 aparecen cinco ventanas cortas consecutivas de muestreo con las DFT halladas en cada caso. A partir de la sexta ventana se repite este ciclo, y así sucesivamente. Se aprecian las variaciones de los módulos, especialmente en las bandas laterales (245 y 255 Hz) debidas a la modulación de amplitud. No es que no se produzcan en la barra espectral de 250 Hz que está en medio de ambas, lo que ocurre es que la amplitud del armónico existente es bastante mayor que la fuga recibida, y por ello al sumarse ambas componentes y girar esta última, se nota menos que cuando las amplitudes de los armónicos son comparativamente parecidas a las de las fugas recibidas, como ocurre en las bandas de 245 y 255 Hz. Además, en este caso la modulación de amplitud es de justo 5 Hz, por lo que estas bandas laterales se corresponden justo con esas posiciones y no producen fuga, sólo reciben la del más alejado interarmónico de 287 Hz. Si la modulación de amplitud fuese, por ejemplo, de 6 Hz, veríamos también las bandas laterales en 245 y 255 Hz con una parte importante de la componente debida a esta modulación, pero sólo porque esa es la resolución frecuencial empleada (es imposible medir en posiciones que no sean múltiplos de 5 Hz). Pero esta modulación de 6 Hz, no síncrona con la frecuencia básica de 5 Hz, produciría fuga y por ello aumentarían y fluctuarían las amplitudes en otras bandas cercanas, como en 240 y 260 Hz y sucesivas.

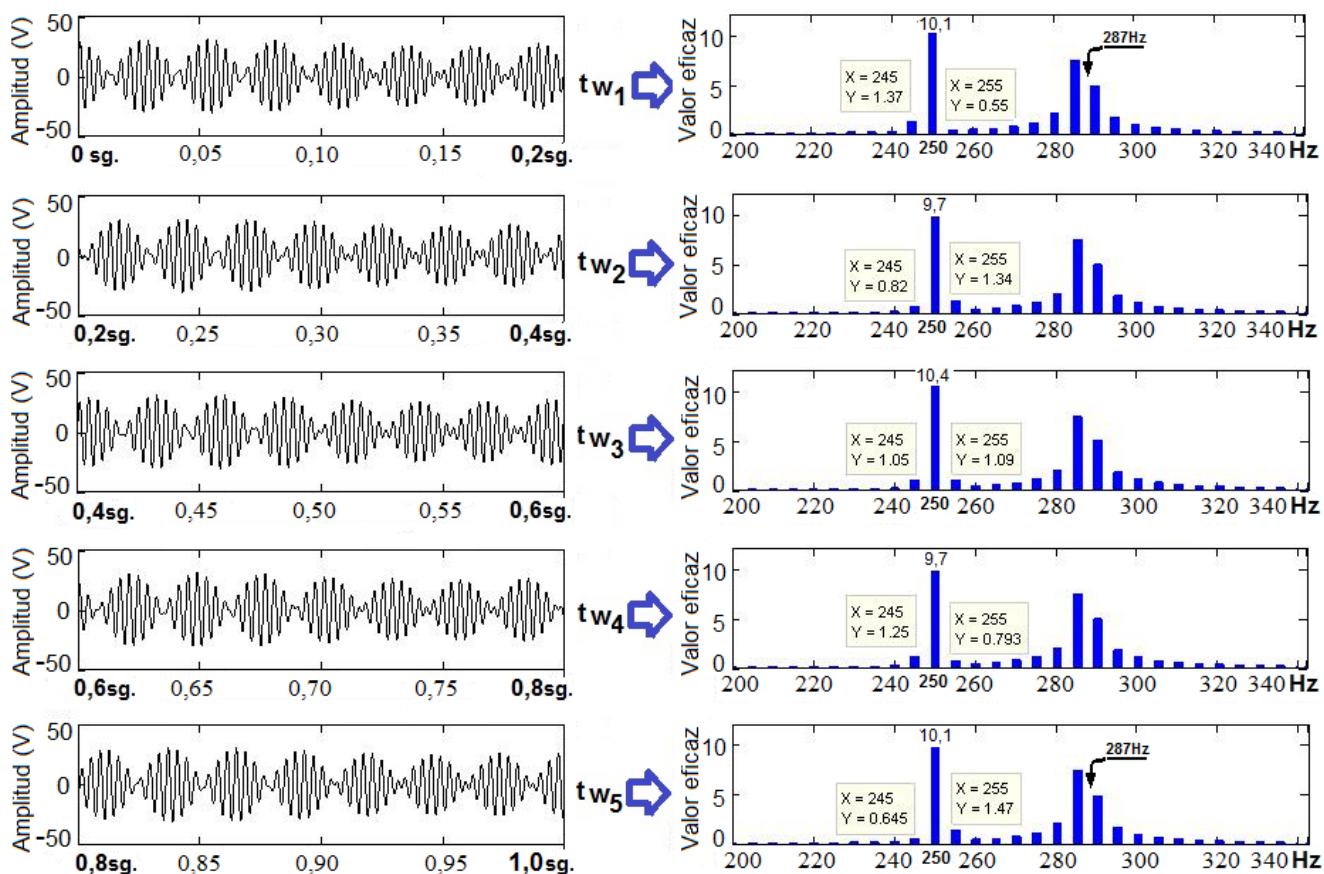


Figura 5.45 Transformadas DFT sobre ventanas sucesivas de $t_w = 0,2$ s de una misma señal formada por armónico en 250 Hz modulado en amplitud e interarmónico en 287 Hz.

En las tablas 5.10 y 5.11 se muestran las evoluciones de estos módulos y ángulos, medidos sólo en las barras espectrales laterales de 245 y 255 Hz, separando cada componente como ya se hizo en los otros ejemplos (sin más que generar señales sintéticas, primero con sólo

componentes individuales, y analizar, tras aplicar la DFT, los valores resultantes). Se observa cómo el ángulo medio de giro se aproxima bastante al teórico (144°) y es más regular este giro y más estable también la amplitud si se mide la fuga en la barra más cercana (255 Hz) al interarmónico productor de la misma (287 Hz), de las dos bandas laterales consideradas. En cualquier caso, se mantiene exacto el ángulo total girado por la fuga (720° o dos vueltas completas). En la figura 5.46 se aprecia aún mejor esta evolución de los vectores tras cada ventana corta de análisis. Faltaría añadir el movimiento de la fuga sumada al vector armónico fijo en 250 Hz (de 10 V y a -90°), de un modo similar al ya visto en armónicos de ejemplos anteriores.

Tabla 5.10 Resultados de aplicar la DFT en sucesivas ventanas consecutivas de adquisición de $t_w = 0,2$ s, con diferentes componentes frecuenciales. Medidas vectoriales (módulo en Vrms) sobre las dos barras espectrales correspondientes a 245 y a 255 Hz.

Ventana:	Sólo 287Hz (fugas interarm.)		Sólo 245 & 250 & 255Hz (armónico modulado)		TODO: 287Hz + 245 & 250 & 255Hz	
	En 245Hz:	En 255Hz:	En 245Hz:	En 255Hz:	En 245Hz:	En 255Hz:
tw1 (0,0-0,2s)	0,376 $\underline{-15,5^\circ}$	0,486 $\underline{-16,1^\circ}$	1,0 $\underline{0^\circ}$	1,0 $\underline{+180^\circ}$	1,366 $\underline{-4,2^\circ}$	0,550 $\underline{-165,8}$
tw2 (0,2-0,4s)	0,345 $\underline{+130,3^\circ}$	0,455 $\underline{+129,2^\circ}$	1,0 $\underline{0^\circ}$	1,0 $\underline{+180^\circ}$	0,820 $\underline{+18,7^\circ}$	1,335 $\underline{+164,7}$
tw3 (0,4-0,6s)	0,325 $\underline{-90,2^\circ}$	0,436 $\underline{-90,2^\circ}$	1,0 $\underline{0^\circ}$	1,0 $\underline{+180^\circ}$	1,050 $\underline{-18,0^\circ}$	1,09 $\underline{-156,5}$
tw4 (0,6-0,8s)	0,346 $\underline{+49,5^\circ}$	0,456 $\underline{+50,6^\circ}$	1,0 $\underline{0^\circ}$	1,0 $\underline{+180^\circ}$	1,253 $\underline{+12,1^\circ}$	0,793 $\underline{+153,6}$
tw5 (0,8-1,0s)	0,376 $\underline{-164,5^\circ}$	0,486 $\underline{-163,9^\circ}$	1,0 $\underline{0^\circ}$	1,0 $\underline{+180^\circ}$	0,645 $\underline{-9,0^\circ}$	1,47 $\underline{-174,7^\circ}$
tw6 (1,0-1,2s)	0,376 $\underline{-15,5^\circ}$	0,486 $\underline{-16,1^\circ}$	1,0 $\underline{0^\circ}$	1,0 $\underline{+180^\circ}$	1,366 $\underline{-4,2^\circ}$	0,550 $\underline{-165,8}$
...

Tabla 5.11 Resultados de aplicar la DFT en ventanas consecutivas de adquisición, con sólo un interarmónico de 287 Hz, midiendo los ángulos de giro de los vectores de la fuga proyectada sobre las barras espectrales correspondientes a 245 y a 255 Hz (sin armónicos).

Ventana:	En 245Hz:	giro « $tw_{n+1} - tw_n$ »	En 255Hz:	giro « $tw_{n+1} - tw_n$ »
tw1 (0,0-0,2s)	0,376 $\underline{-15,5^\circ}$	+ 149,0°	0,486 $\underline{-16,1^\circ}$	+ 147,8°
tw2 (0,2-0,4s)	0,345 $\underline{+130,3^\circ}$	+ 145,8°	0,455 $\underline{+129,2^\circ}$	+ 145,3°
tw3 (0,4-0,6s)	0,325 $\underline{-90,2^\circ}$	+ 139,5°	0,436 $\underline{-90,2^\circ}$	+ 140,7°
tw4 (0,6-0,8s)	0,346 $\underline{+49,5^\circ}$	+ 139,7°	0,456 $\underline{+50,6^\circ}$	+ 140,8°
tw5 (0,6-0,8s)	0,376 $\underline{-164,5^\circ}$	+ 146,0°	0,486 $\underline{-163,9^\circ}$	+ 145,5°
...	...	TOTAL: 720,0°	...	TOTAL: 720,0°

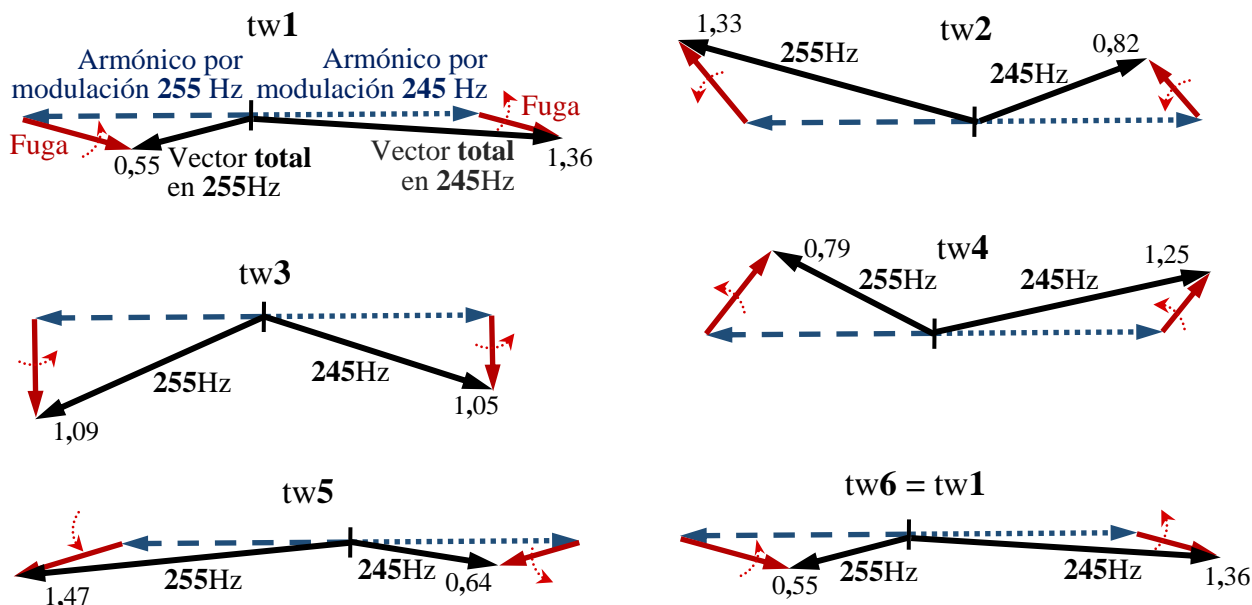


Figura 5.46 Evolución de los vectores de la fuga generada por el interarmónico de 287 Hz y de su suma con las bandas laterales fijas en 245 y 255 Hz, provocadas por la modulación de amplitud del armónico en 250 Hz, sobre ventanas sucesivas de $tw = 0,2$ s.

Y por fin en la tabla 5.12 se aprecian los valores hallados, tras cada ventana sucesiva de muestreo, en las principales agrupaciones espectrales relacionadas con las frecuencias de interés de este ejemplo, además de las agregaciones temporales acumuladas en cada momento. Como en todos los ejemplos analizados, se repite el valor eficaz común, hallado por agregación, cada T_w/tw ventanas; y el resto de valores agregados se van pareciendo cada vez más, a medida que aumenta el tiempo de agregación, al valor ideal que ocurre cada T_w segundos. En la norma IEC 61000 – 4 7 se propone usar, para definir el contenido armónico de este ejemplo, dos tipos de reagrupamientos (cumpliendo que ninguna barra tiene que completarse más de una vez):

- Bien un grupo interarmónico 5°, $gIH5$, que da un valor eficaz común de 9,5737 V y una única barra espectral en 250 Hz con 10,0081 V.
- O bien un subgrupo interarmónico 5°, $SgIH5$, con un valor eficaz común de 9,3274 V (con 9,34 V tras la primera ventana de análisis) y un subgrupo armónico 5°, $SgH5$, de 10,1244 V (con 10,23 V tras la primera ventana).

En la tabla 5.12 se han mostrado todos los valores relacionados con estas agrupaciones, incluyendo los que se citan de forma explícita con valores numéricos concretos en la citada norma. Por ejemplo, se cita que el valor eficaz total es de 14,07 V, y se ha calculado en esta tesis de nuevo este valor: por agregación de los de cada 5 ventanas cortas tw , o bien teniendo en cuenta todas las componentes espectrales existentes en el ejemplo desarrollado, $\sqrt{1^2 + 10^2 + 1^2 + 9,8^2} = 14,072668$ Vrms.

Por tanto, todos los valores hallados coinciden con los indicados de forma explícita en la norma, y el resto de los resultados han sido deducidos en esta tesis, de modo que así estos ejemplos puedan ser usados como referencia o patrón de validación del algoritmo de medida propuesto, como se verá a continuación en el apartado 5.5.2. Con estos ejemplos no se ha

pretendido solucionar el problema de la fuga espectral propio de la DFT para el caso de usar una ventana rectangular no síncrona con todas las frecuencias contenidas, (al hablar de ventana nos referimos tanto a la cantidad de tiempo de muestreo usado para el posterior análisis de la señal, como al factor o función por la que se multiplican esas muestras con objeto de reducir la fuga y/o mejorar la resolución), sino tener al menos una lista de resultados válidos, hallados mediante las agrupaciones frecuenciales descritas en la normativa a las que además se les ha tratado con el tiempo adecuado de agregación para hacerlos aún más fiables, hasta el punto de haber obtenido los valores eficaces comunes totales sin ningún error. Todas las señales sintéticas que se han creado en esta tesis, basadas en las propuestas en el anexo de la normativa, pueden ser ahora introducidas como entradas a un algoritmo de análisis más complejo y verificarlo haciendo uso de los resultados previstos para estas señales.

Tabla 5.12 Módulos hallados tras cada ventana de adquisición con la señal total (250 Hz modulada y 287 Hz) para diferentes agrupaciones frecuenciales, mostrando los resultados de cada ventana individual y de las agregaciones temporales acumuladas en cada momento.

tw:	En barra 49° (245 Hz)		En barra 50° (250 Hz)		En barra 51° (255 Hz)		SgH5 (245-255 Hz)	
	Sin agregar	Agregando	Sin agregar	Agregando	Sin agregar	Agregando	Sin agregar	Agregando
tw1	1,3658	1,3658	10,1235	10,1235	0,5502	0,5502	10,2301	10,2301
tw2	0,8203	1,1265	9,7012	9,9146	1,3351	1,0211	9,8270	10,0306
tw3	1,0505	1,1018	10,3733	10,0698	1,0921	1,0453	10,4834	10,1838
tw4	1,2529	1,1414	9,7013	9,9790	0,7933	0,9883	9,8140	10,0926
tw5	0,6451	1,0609	10,1236	10,0081	1,4734	1,1026	10,2506	10,1244
tw6	1,3658	1,1175	10,1235	10,0274	0,5502	1,0313	10,2301	10,1421
tw7	0,8203	1,0801	9,7012	9,9814	1,3351	1,0799	9,8270	10,0977
tw8	1,0505	1,0764	10,3733	10,0313	1,0921	1,0814	10,4834	10,1467
tw9	1,2529	1,0974	9,7013	9,9951	0,7933	1,0533	9,8140	10,1103
tw10	0,6451	1,0609	10,1236	10,0081	1,4734	1,1026	10,2506	10,1244
tw11	1,3658	1,0921	10,1235	10,0186	0,5502	1,0643	10,2301	10,1340
...

tw:	gIH5 (255-295 Hz)		SgIH5 (260-290 Hz)		Vrms TOTAL	
	Sin agregar	Agregando	Sin agregar	Agregando	Sin agregar	Agregando
tw1	9,5394	9,5394	9,3453	9,3453	14,1514	14,1514
tw2	9,5977	9,5686	9,3200	9,3327	13,8592	14,0061
tw3	9,5555	9,5642	9,3049	9,3234	14,3300	14,1149
tw4	9,5381	9,5577	9,3210	9,3228	13,8501	14,0491
tw5	9,6373	9,5737	9,3459	9,3274	14,1663	14,0727
tw6	9,5394	9,5680	9,3453	9,3304	14,1514	14,0858
tw7	9,5977	9,5722	9,3200	9,3289	13,8592	14,0537
tw8	9,5555	9,5701	9,3049	9,3259	14,3300	14,0885
tw9	9,5381	9,5666	9,3210	9,3254	13,8501	14,0622
tw10	9,6373	9,5737	9,3459	9,3274	14,1663	14,0727
tw11	9,5394	9,5706	9,3453	9,3291	14,1514	14,0798
...

5.4.3. Efectos de la agregación temporal en las agrupaciones de líneas espectrales, cuando coexisten armónico e interarmónico dentro de la misma agrupación.

Se va a estudiar el efecto de variar un tono senoidal, de 1 Vrms de amplitud, alrededor de un armónico n considerando sus grupos de frecuencias adyacentes, comenzando entonces desde la frecuencia del armónico $n-1$ anterior hasta la del siguiente $n+1$. Si se tiene un fundamental de 50 Hz, esto significa un barrido o tono de frecuencia variable con un rango total de 100 Hz. Se representará en un eje horizontal este barrido, considerando que la posición izquierda con 0 Hz se corresponde con el armónico $n-1$ (por ejemplo, 200 Hz o armónico 4), la posición de 50 Hz con el centro del grupo armónico estudiado (250 Hz si éste es un armónico 5) y en la frecuencia de barrido más a la derecha o de 100 Hz se encontraría el armónico $n+1$ (300 Hz o armónico 6).

En este espacio caben todas las agrupaciones, armónicas e interarmónicas, descritas en la normativa, pero se pueden estudiar otros parámetros como las tasas o incluso el valor eficaz total, en función de la posición de esta frecuencia variable. Aquellos valores de este tono de barrido que no coincidan con la frecuencia básica o resolución (5 Hz, si $tw = 0,2$ s) harán que éste se comporte como un interarmónico, generando fuga espectral, siendo aquellos múltiplos de esta frecuencia en los que se comporte como un armónico, sin generar *leakage* (por ejemplo, en 0 Hz, 5, 10, ..., 95 o 100 Hz). En las frecuencias en que se genera fuga espectral, con una sola ventana de análisis los valores obtenidos pueden ser variables y no siempre correctos, por lo que como se verá puede hacerse necesario utilizar la agregación.

5.4.3.1.- Efectos con un solo tono de frecuencia variable.

En primer lugar, se consideran los valores que, teóricamente si no hubiera fuga espectral, deberían tener las diferentes agrupaciones espectrales estudiadas, que comprenden desde una simple barra espectral H medida justo en la posición central de barrido (50 Hz), un subgrupo armónico SgH centrado en la misma posición, un grupo armónico gH igualmente centrado, y los grupos gIH y subgrupos $SgIH$ interarmónicos adyacentes (centrados en este caso, en 25 y 75 Hz). Al tener un tono de 1 Vrms, cuando éste se encuentre dentro del rango considerado, el valor eficaz medido debe coincidir siempre con ese valor (o ser cero, si se encuentra fuera del rango comprendido por la agrupación armónica estudiada en cada caso), tal como se muestra en las gráficas en azul de la figura 5.47 (agrupaciones armónicas) y de la figura 5.48 (grupos y subgrupos interarmónicos).

Pero en realidad, debido a la fuga espectral producida cuando se presentan tonos interarmónicos y al uso concreto de la ventana rectangular (con $tw = 0,2$ s), el valor eficaz medido para cada tipo de agrupación presenta la forma indicada en color rojo en las mismas figuras. Cuando el tono se encuentra dentro de cada agrupación, se mide el valor correcto (1 Vrms) para frecuencias múltiplos de 5 Hz, ya que en ellas no se produce fuga, por presentar periodos que caben un número entero de veces en la ventana utilizada de 0,2 s; en cambio, en las frecuencias comprendidas entre las anteriores, se produce fuga y parte de esta energía se desprende hacia frecuencias fuera de la agrupación, por lo que en estos casos se mide menos del valor deseado (1 Vrms), tanto menos cuanto más lejos esté el tono variable del centro de la agrupación considerada ya que entonces la mayor parte de la fuga se esparce hacia fuera del grupo. Por otra parte, cuando el tono se encuentra fuera de las diferentes agrupaciones, se mide el valor correcto (0 Vrms) para frecuencias múltiplos de 5 Hz, ya que en ellas no se produce fuga que pudiera introducirse dentro de la zona de frecuencias o agrupación en que realmente se está midiendo, como en cambio ocurre para las frecuencias interarmónicas, para las cuales se mide más del valor deseado (0 Vrms), tanto más cuanto más cerca esté el tono interarmónico considerado del grupo frecuencial en que se está midiendo.

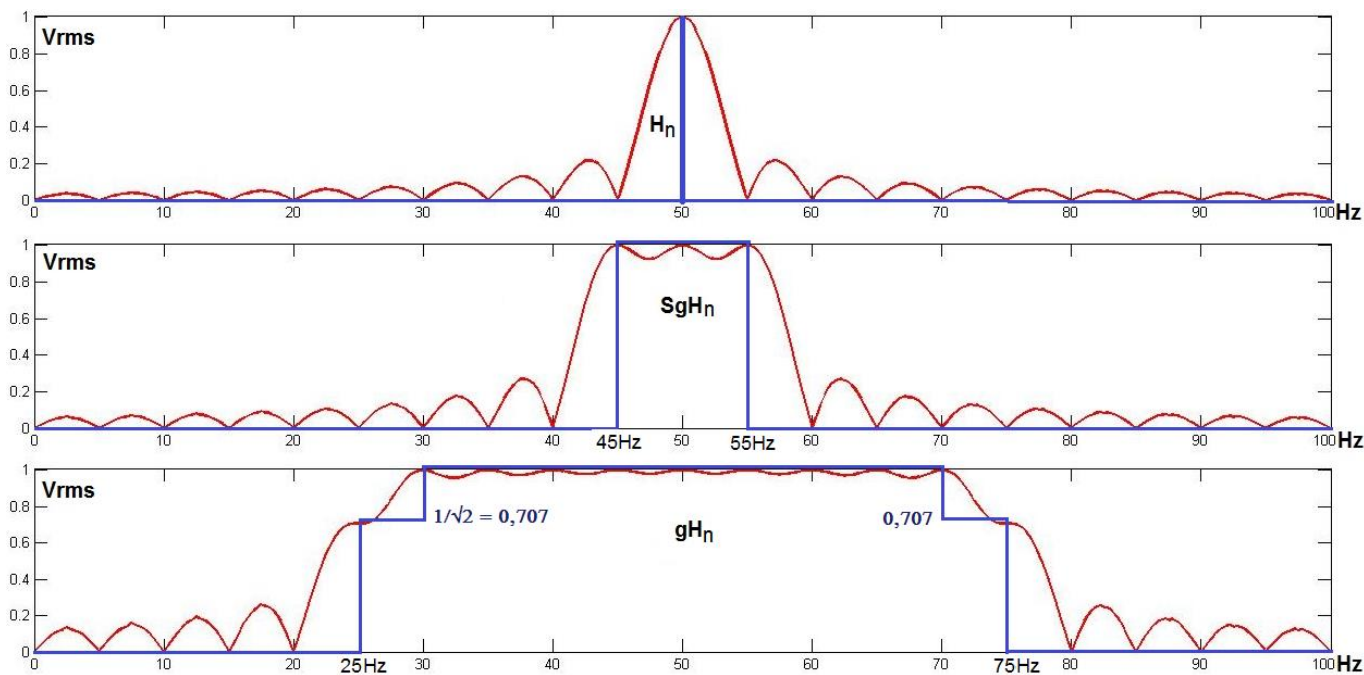


Figura 5.47 Medidas en una barra espectral armónica H , en un subgrupo armónico SgH y en un grupo armónico centrado gH en función de la posición de un tono variable de 1 V: valores teóricos sin fuga espectral (en azul) y valores reales considerando la fuga producida (en rojo).

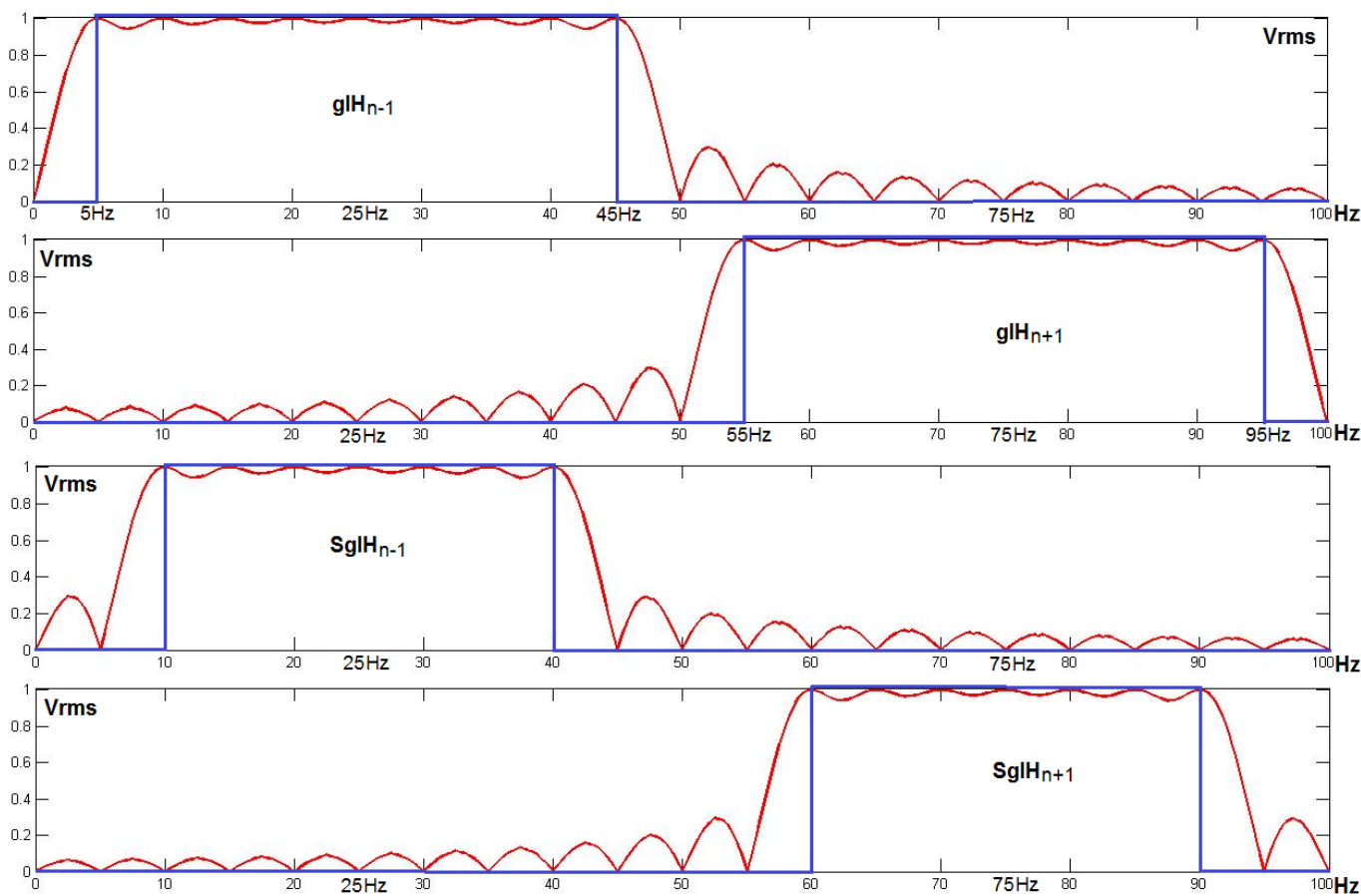


Figura 5.48 Medidas en grupos gH y subgrupos SgH interarmónicos en función de la posición de un tono variable de 1 V: valores teóricos sin fuga espectral (en azul) y valores reales considerando la fuga producida usando ventana rectangular de 0,2 s – 5 Hz (en rojo).

5.4.3.2.- Efectos con un tono variable junto con un armónico fijo.

En los artículos [TES04], [GAL00a], [GAL00b], [BAR06a], [BAR06c] y [TAR09b] (ver capítulo 2.3.4) los autores discuten las prestaciones de la ventana rectangular frente a la de Hann para minimizar el efecto de la fuga, comparando los resultados en cada una de las agrupaciones frecuenciales anteriores, basadas todas en la norma 61000-4-7. Pero en ningún caso presentan el desarrollo de la norma completa, teniendo en cuenta la agrupación temporal descrita también en la norma 61000-4-30 y considerando ambas agrupaciones espectral y temporal de una forma simultánea. Lo cierto es que si se tiene en cuenta sólo un tono interarmónico (o bien sólo un armónico) no se aprecian los posibles efectos beneficiosos de la agregación temporal, ya que se presentan los mismos valores absolutos al aplicar la DFT a un solo tono, ventana tras ventana de análisis, como se ha visto en los ejemplos del anterior apartado 5.4.2 cuando se consideraba sólo el tono interarmónico o bien sólo el armónico.

Sin embargo, cuando se considera un armónico de frecuencia constante y simultáneamente un tono variable, al sumarse el vector de fuga giratorio producido por el tono interarmónico con el vector fijo del armónico, esto produce que el valor absoluto del vector resultante sea variable si se analizaban ventanas sucesivas de muestreo, como también se apreció en los ejemplos del anterior apartado. Pues bien, eso es lo que se va a considerar a partir de este momento: se mantendrá el anterior barrido de 0 a 100 Hz con un tono de frecuencia variable y de 1 Vrms, y además se añadirá un armónico de la misma amplitud situado justo en el centro, en 50 Hz dentro de este eje de barrido de frecuencias. Cuando sólo se mida el armónico, el valor eficaz será de 1 Vrms (como para posiciones del tono entre 0 y 20 Hz o entre 80 y 100 Hz al medir el grupo armónico central gH_n) al igual que si sólo se mide el tono variable de la misma amplitud (como cuando el tono esté entre 5 y 45 Hz para el grupo interarmónico gIH_{n-1}). Si ambos se miden a la vez, entonces el valor eficaz total, sumando ambas frecuencias fija y variable, será de $\sqrt{1^2 + 1^2} = \sqrt{2} = 1,414$ (como para frecuencias del tono variable comprendidas entre 30 y 70 Hz al medir el grupo armónico central gH_n). Y un último caso es cuando se miden en las barras espectrales «compartidas» entre los grupos armónicos adyacentes, esto es en las frecuencias de 25 y 75 Hz cuando se mide gH_n ; entonces el valor eficaz será de: $\sqrt{1^2 + (1/\sqrt{2})^2} = \sqrt{1,5} = 1,225$. Todo esto se aprecia en la figura 5.49, indicándose ahora en verde el valor teórico en ausencia de fuga, y en azul los verdaderos valores teniendo en cuenta la fuga, y además suponiendo una agregación temporal de alto valor que nos permita obtener el valor eficaz común para cada uno de los tonos representados en la gráfica. Para los grupos y subgrupos interarmónicos siguen siendo válidas las gráficas mostradas en la figura 5.48, ya que al medirse fuera de la posición del armónico (en 50 Hz de barrido) todo lo que hay es un tono variable de 1 Vrms cuya amplitud se mantiene constante ventana tras ventana, por lo que si realiza la agregación temporal (como raíz cuadrada de la media de eficaces al cuadrado de cada ventana) el resultado es el mismo que si no se hace. La variación de amplitud en cada ventana de análisis se produce cuando se mide más de una componente frecuencial, y al menos una de ellas es interarmónica y gira a diferente velocidad que las demás frecuencias presentes en el grupo analizado. En el caso analizado, esto sólo puede ocurrir en las agrupaciones que contengan el armónico fijado en el centro de la zona de barrido, (en + 50 Hz), es decir en la barra espectral, subgrupo armónico y grupo armónico centrados en dicha frecuencia (y también si se midiera el valor eficaz total o cualquier tasa que contuviera esta frecuencia).

Pero el caso mostrado en la figura 5.49 en color azul es el resultado de un proceso de agregación temporal que se explicará con más detalle. Si no se realizara esta agregación, es

decir considerando una sola ventana de muestreo, los resultados al medir los grupos armónicos (con un armónico fijo en + 50 Hz y tono variable entre 0 y 100 Hz) serían los mostrados en la siguiente figura 5.50. Puede verse que no son los deseados (que aparecen en verde en la figura 5.49) o al menos los obtenidos teniendo en cuenta sólo la fuga, (pero no el efecto de la amplitud total variable, al sumarse la fuga giratoria a un armónico fijo).

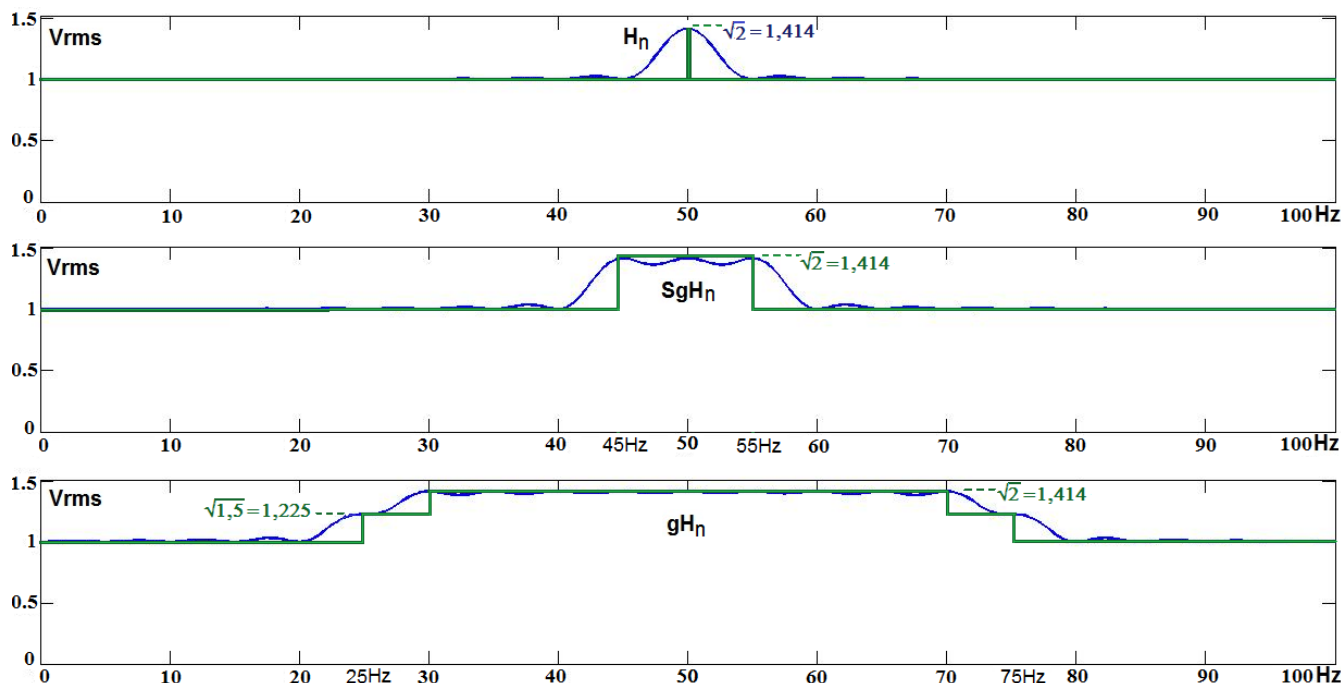


Figura 5.49 Medidas en una barra espectral armónica H , en un subgrupo armónico SgH y en un grupo armónico centrado gH en función de la posición de un tono de frecuencia variable de 1 V y con un armónico fijo de igual amplitud en el centro del barrido de frecuencias: valores teóricos sin fuga espectral (en verde) y valores eficaces comunes considerando la fuga producida y con un alto número de ventanas rectangulares de agregación temporal (en azul).

Si se analizan los resultados obtenidos con una sola ventana de muestreo tw de 0,2 s, sin usar por tanto agregación temporal, las gráficas correspondientes difieren mucho de las teóricas, sobre todo en la zona central en la que conviven el armónico fijo y el tono de barrido cuando presenta frecuencias próximas a dicha zona, tal como se aprecia en la figura 5.50. Pese a ello, en las frecuencias en las que no se produce fuga (múltiplos de 5 Hz), sí se obtienen los valores esperados: 1 Vrms cuando el tono de barrido está fuera de las zonas de las agrupaciones, por el valor del armónico siempre presente dentro de las agrupaciones medidas; 1,414 Vrms en las zonas con el tono de barrido dentro de las agrupaciones, por medirse tanto el armónico fijo situado en + 50 Hz como el tono variable cuando pasa por dichas zonas; y de 1,225 Vrms en las barras espectrales compartidas de 25 y 75 Hz cuando se calcula gH_n . Entre cada dos frecuencias múltiplo de 5 Hz, cuando el tono de barrido se comporta como interarmónico, se produce fuga, máxima en el centro de cada intervalo (2,5 Hz), como se aprecia si observamos las variaciones mayores en esas zonas. Al acercarse al centro de todo el barrido, y debido a la proximidad del armónico fijo, se observa cierta asimetría en la variación de la amplitud medida, tendiendo ésta a ser mayor hacia el lado del armónico pues entonces éste recibe la máxima fuga. Al volver a acercarse a una frecuencia múltiplo de 5 Hz, otra vez vuelve a disminuir esta variación de amplitud acercándose de nuevo a su valor teórico (se indican en la figura ejemplos en 25, 40, 45, 50, 55 Hz, etc.).

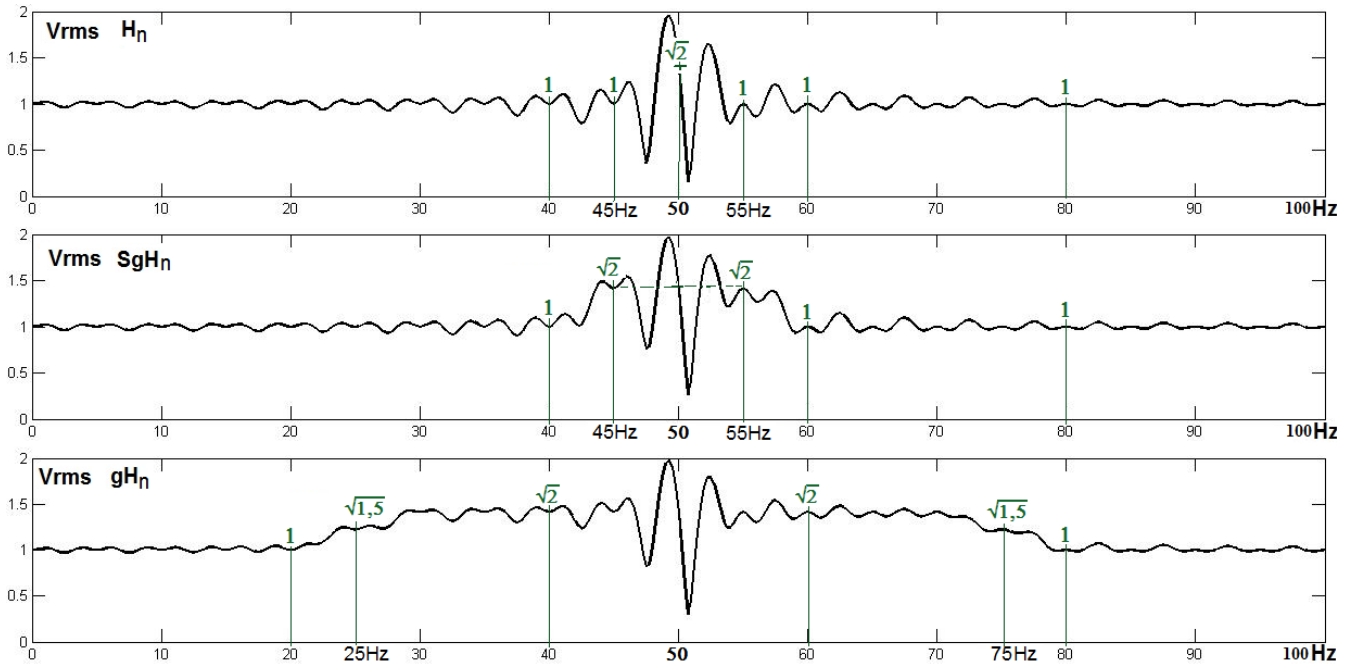


Figura 5.50 Medidas en barra espectral armónica H , en subgrupo armónico SgH y en grupo armónico centrado gH en función de la posición de tono de frecuencia variable de 1 V y con un armónico centrado de igual amplitud, considerando una sola ventana de análisis.

Si se siguen analizando ventanas de muestreo sucesivas, se tienen diferentes amplitudes para cada frecuencia de barrido respecto a la ventana anterior, mucho más cambiantes para los tonos cercanos al armónico central fijo en 50 Hz, como se aprecia en la figura 5.51. Eso sí, para tonos múltiplos de la frecuencia básica (5 Hz) todas las amplitudes son las correctas, sea cual sea la ventana de adquisición analizada. Todas las curvas de las ventanas analizadas individualmente se «cruzan» en las frecuencias múltiplo de 5 Hz, tal como se indica en la misma figura, a modo de ejemplo, en las frecuencias señaladas entre 40 y 60 Hz.

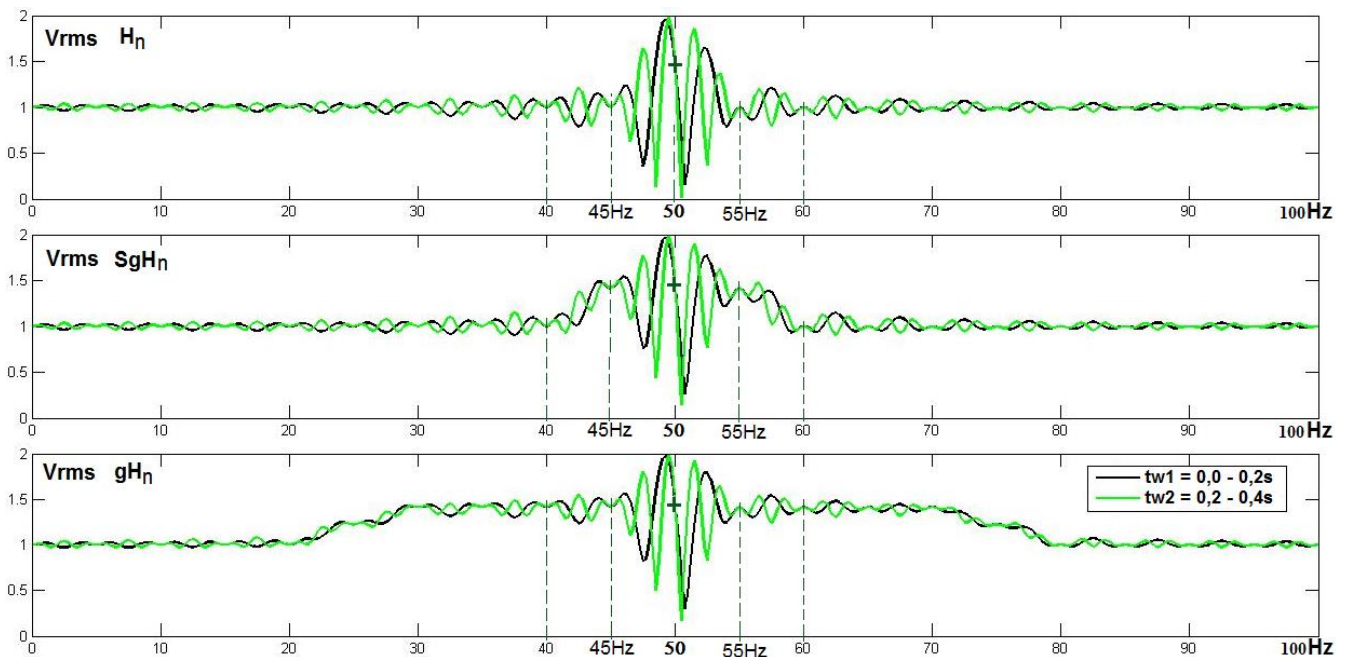


Figura 5.51 Medidas en barra espectral armónica H , en subgrupo armónico SgH y en grupo armónico centrado gH en función de la posición de tono de frecuencia variable de 1 V y con un armónico centrado de igual amplitud, en dos ventanas sucesivas, analizadas individualmente.

Por otra parte, las zonas del espectro en que no exista más de una componente frecuencial que gire a diferente velocidad que el resto (entendiendo *girar* como el avance de la fase medida sólo al comienzo de cada ventana de muestreo tw), como ocurre para el caso que se está estudiando en las zonas abarcadas por los grupos y subgrupos interarmónicos, no presentan el problema de variar la amplitud tras obtener cada DFT. En la figura 5.52 se muestra en la parte superior la evolución de valores, tras analizar individualmente las ventanas $tw1$, $tw2$ y $tw5$ de una serie sucesiva de muestras, del subgrupo armónico SgH_n , y en las gráficas inferiores los mismos valores para sus subgrupos interarmónicos adyacentes. Como puede apreciarse, se obtienen los mismos resultados ventana tras ventana de análisis para las agrupaciones interarmónicas, pues en esas zonas sólo puede existir el tono interarmónico productor de fuga y el armónico fijo, situado fuera de esas zonas, no emite fuga, sólo puede recibirla.

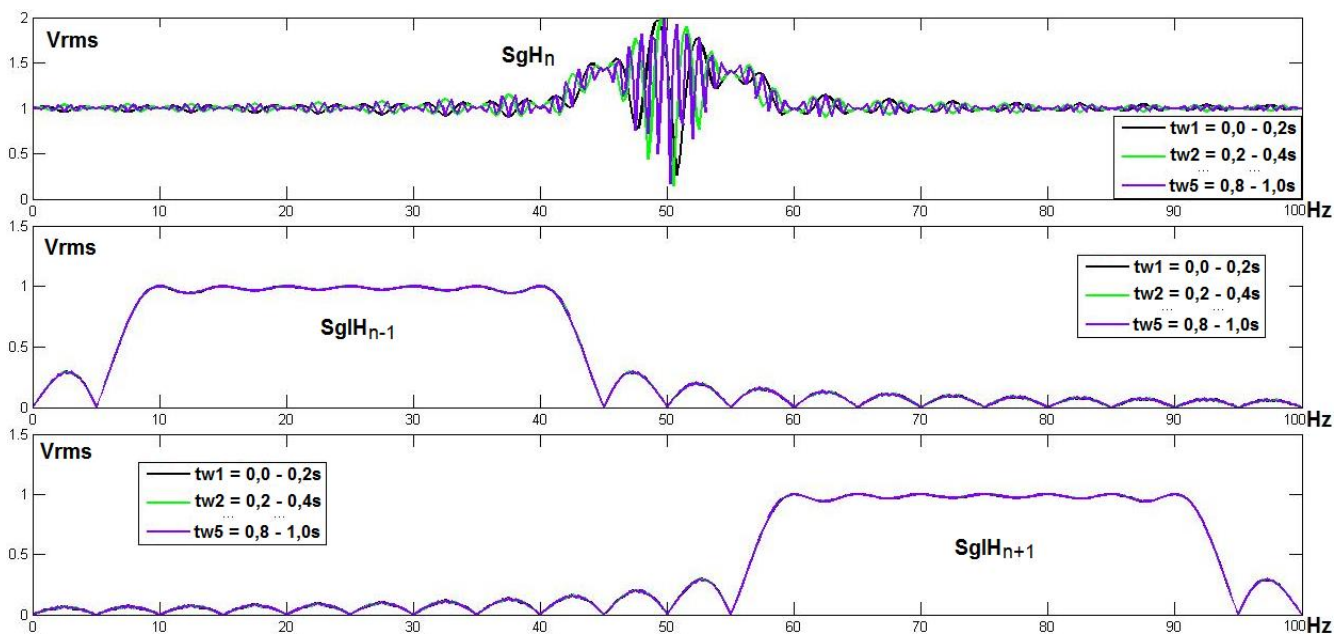


Figura 5.52 Medidas en subgrupo armónico SgH centrado y en sus subgrupos interarmónicos adyacentes $SgIH$ en función de la posición de tono de frecuencia variable de 1 V y con un armónico centrado de igual amplitud, en varias ventanas sucesivas, tratadas individualmente.

La explicación de la evolución de amplitudes tras analizar ventanas sucesivas ya se ha adelantado al estudiar algunos ejemplos en el apartado 5.4.2. En esos casos se vio con un tono interarmónico concreto (por ejemplo en 251,25 Hz) y un armónico fijo (por ejemplo en 250 Hz) con otros valores de amplitudes pero con el mismo comportamiento al estudiar los resultados de analizar ventanas sucesivas de forma individual sin agregar. En las anteriores figuras están representados muchos de los casos posibles (por ejemplo, en 51,25 Hz el tono interarmónico y en 50 Hz el armónico fijo, para el ejemplo C42 modificado; o en 87 Hz y 50 Hz si se compara con el ejemplo C42 tal cual; o con un interarmónico en 78 Hz y el armónico fijo en 50 Hz si se compara con los 178 Hz y 150 Hz del ejemplo C41).

Pero también se vio que, en dichos ejemplos propuestos en la normativa, al realizar la agregación temporal podía llegar un momento, tras agregar T_w/tw ventanas sucesivas, en que se alcanzara el llamado valor eficaz común, que no evitaba el error debido a la fuga espectral, excepto en el caso de medir el valor eficaz total de todas las frecuencias, pero al menos disminuía sus efectos y aseguraba un valor estable. Y si se sobrepasaba ese número deseado de agregaciones, el error o diferencia entre los valores eficaces obtenidos acumulando o

agregando los resultados de todas las anteriores ventanas analizadas y el valor eficaz común deseado (hallado al agregar justo en los múltiplos del periodo ideal T_w) era cada vez menor.

Esto también puede observarse en este estudio con todos los tonos interarmónicos posibles alrededor de un armónico central al que se suman. Por ejemplo, en la figura 5.53 se muestran ampliadas las medidas sobre el subgrupo armónico tras analizar las ventanas $tw1$, $tw5$, $tw13$ y $tw18$, de una serie de muestras sucesivas (en la parte superior analizadas individualmente y en la inferior como valores con la agregación temporal acumulada hasta cada ventana concreta). Puede apreciarse que, tanto en los valores individuales como en los agregados, en las frecuencias múltiplos de 5 Hz se obtienen los valores teóricos correctos, por lo que todas las curvas se cruzan en dichos puntos. Los mayores cambios de amplitud se dan cerca de la posición del armónico central (ver parte superior de la figura), donde también la agregación es más lenta a la hora de converger a un valor más correcto y estable (ver parte inferior, cerca de 50 Hz); o, dicho de otro modo, se requiere mayor tiempo de agregación para los tonos cercanos al armónico fijo. Además, en cada intervalo entre dos múltiplos de 5 Hz, los cambios de amplitud son máximos en el centro (ya que un interarmónico emite más fuga si está en el 50% de distancia de sus barras espectrales adyacentes), aunque hay una mayor amplitud en el semi-intervalo más cercano al armónico, y se van reduciendo conforme el tono interarmónico se acerca a la siguiente barra espectral. La curva de color turquesa (para $tw18$, con mayor tiempo o número de ventanas acumuladas) se corresponde con el valor agregado más correcto y cercano al teórico. Puede observarse, en la parte inferior de la figura, que en las zonas lejanas al armónico enseguida convergen o se aproximan los valores agregados al valor teórico, sin necesidad de grandes tiempos. Como se insistirá más adelante, en otro ejemplo más detallado, el número de ventanas necesarias para alcanzar el valor eficaz común, así como la velocidad de giro de la fuga, son diferentes en cada tono de barrido o frecuencia del eje horizontal.

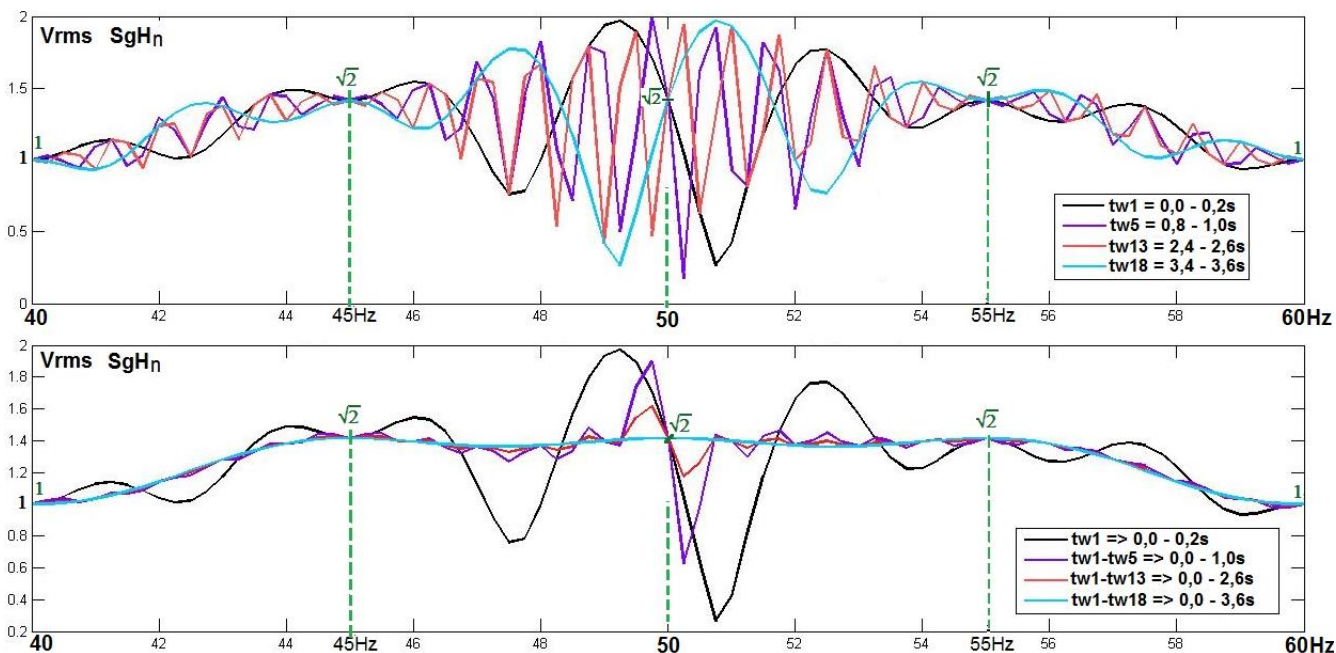


Figura 5.53 Medidas en subgrupo armónico SgH centrado en función de la posición de tono de frecuencia variable de 1 V y con un armónico centrado de igual amplitud, en varias ventanas sucesivas: tratadas individualmente (arriba) y agregadas temporalmente (abajo).

En las figuras 5.54 y 5.55 se muestran, a mayor escala, las medidas en las otras dos agrupaciones en las que influye la agregación temporal en el caso estudiado, para las mismas ventanas de la figura 5.53. Se marcan o resaltan también algunas de las frecuencias sincronicas o múltiplos de 5 Hz así como los valores teóricos, tanto individuales como agregados, que confluyen en dichas frecuencias en las que no se producen fugas ni cambios de amplitud tras aplicar la DFT a sucesivas ventanas.

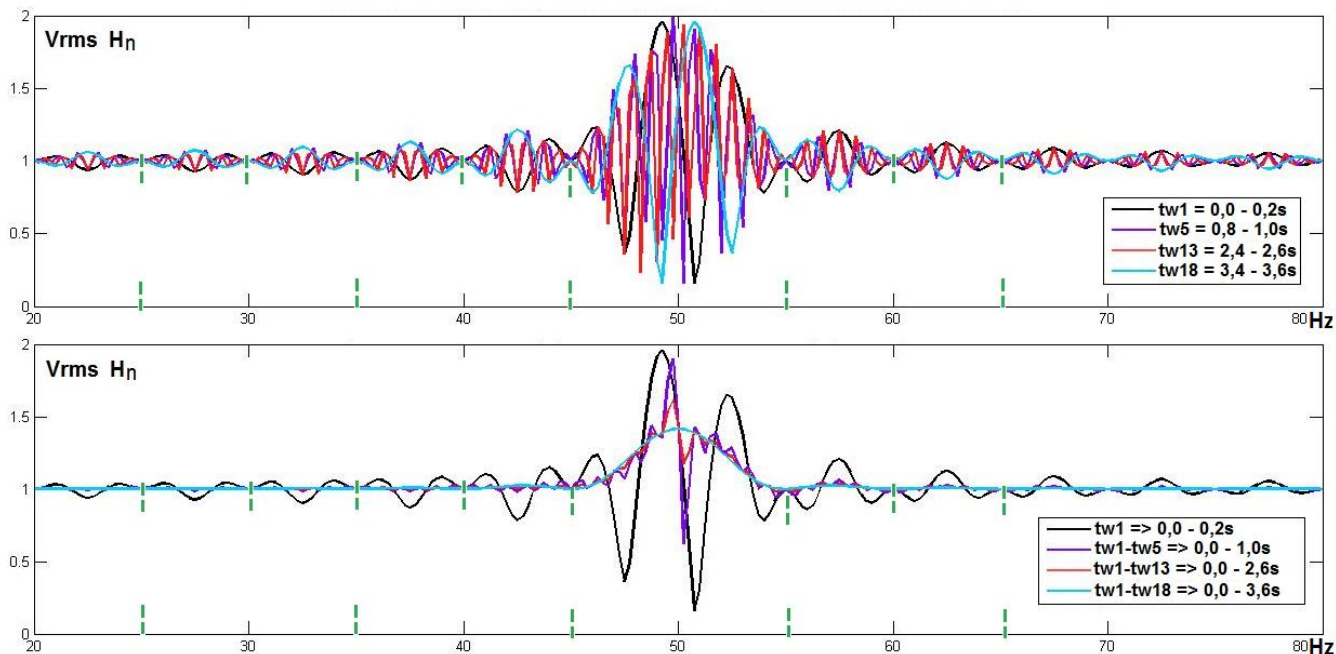


Figura 5.54 Medidas en barra armónica H centrada en función de la posición de tono de frecuencia variable de 1 V y con un armónico centrado de igual amplitud, en varias ventanas sucesivas: tratadas individualmente (arriba) y agregadas temporalmente (abajo).

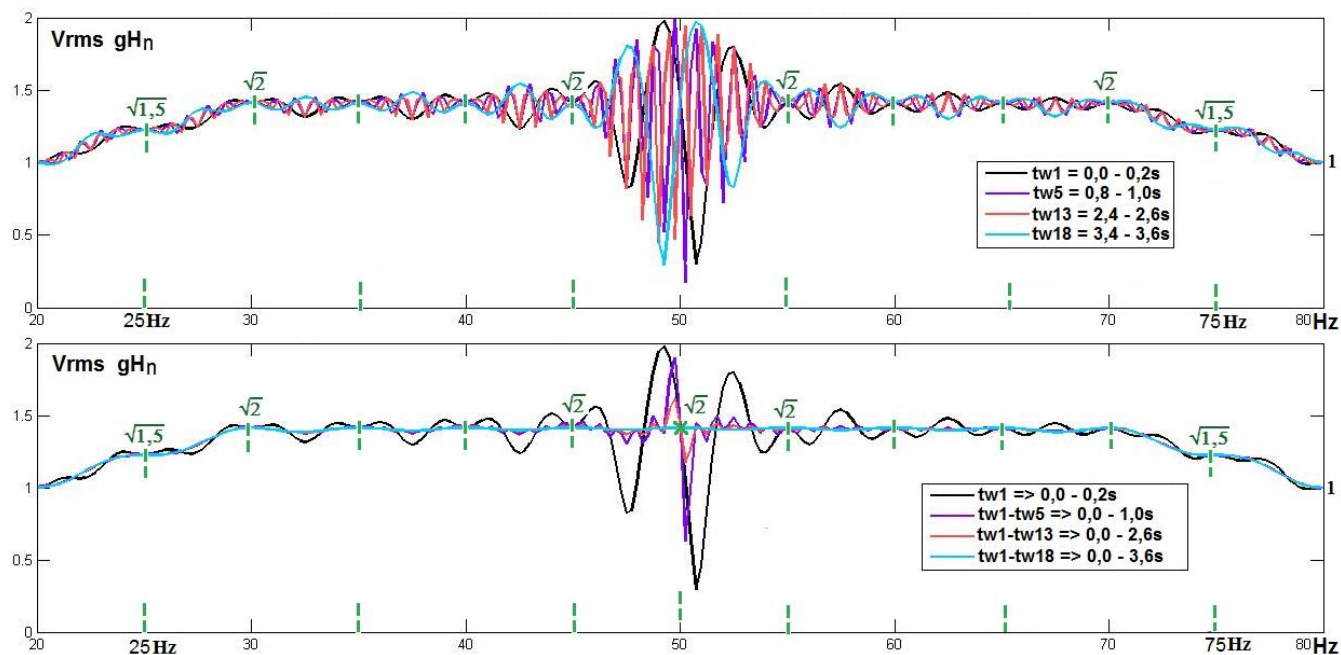


Figura 5.55 Medidas en grupo armónico gH centrado en función de la posición de tono de frecuencia variable de 1 V y con un armónico centrado de igual amplitud, en varias ventanas sucesivas: tratadas individualmente (arriba) y agregadas temporalmente (abajo).

La amplitud máxima que se obtiene en todos los casos, tanto al agregar como en ventanas individuales, es 2, que se corresponde con la suma de amplitudes de los dos vectores considerados, el del armónico fijo de amplitud 1 y el del tono de barrido variable del mismo valor, en el caso en que estuviesen en fase o cero grados. Y la mínima podría llegar a 0, cuando se llegasen a restar las dos amplitudes del armónico y del tono de barrido, que se corresponde con la situación en que estuviesen en contrafase o a 180° uno del otro.

En la figura 5.56 se muestra el resultado de aplicar 20 ventanas sucesivas de agregación. Téngase en cuenta que el espaciado entre tonos realizado en las simulaciones ha sido de justo 0,25 Hz, por lo que no están realmente todos los infinitos posibles valores de las frecuencias del intervalo considerado de barrido; y por ello con 20 ventanas de agregación de 0,2 s/ tw se tiene un periodo ideal de $T_w = 4$ s y su inversa es precisamente 0,25 Hz, que encaja con todos los tonos considerados, por lo que se obtiene un resultado quizá demasiado mejorado, pero que bien podría ser igual al ideal con un periodo muy elevado de agregación.

Entre los verdaderos valores de dos frecuencias, siempre existen otras de valores diferentes, comprendidos entre los de las anteriores, dado que todas ellas son números reales. Y por lo tanto entre dos frecuencias con un tiempo ideal de agregación T_w , siempre habrá otras con tiempos de agregación distintos; o sea, con m.c.m. (de sus periodos junto al del resto de componentes frecuenciales presentes en la señal total) diferentes para cada caso. O sea que no van a converger hacia el valor eficaz común ideal por igual todos los tonos de barrido usando la misma cantidad de ventanas de agregación, pero sí a disminuir el error en general cometido conforme aumentamos dichos valores de agregación.

Si se compara esta figura 5.56 con la figura inicial 5.50 para una sola ventana de análisis, resulta clara la mejoría en los resultados que se asemejan más a los teóricos mostrados en la otra figura 5.49, como ya se adelantó al principio de esta exposición.

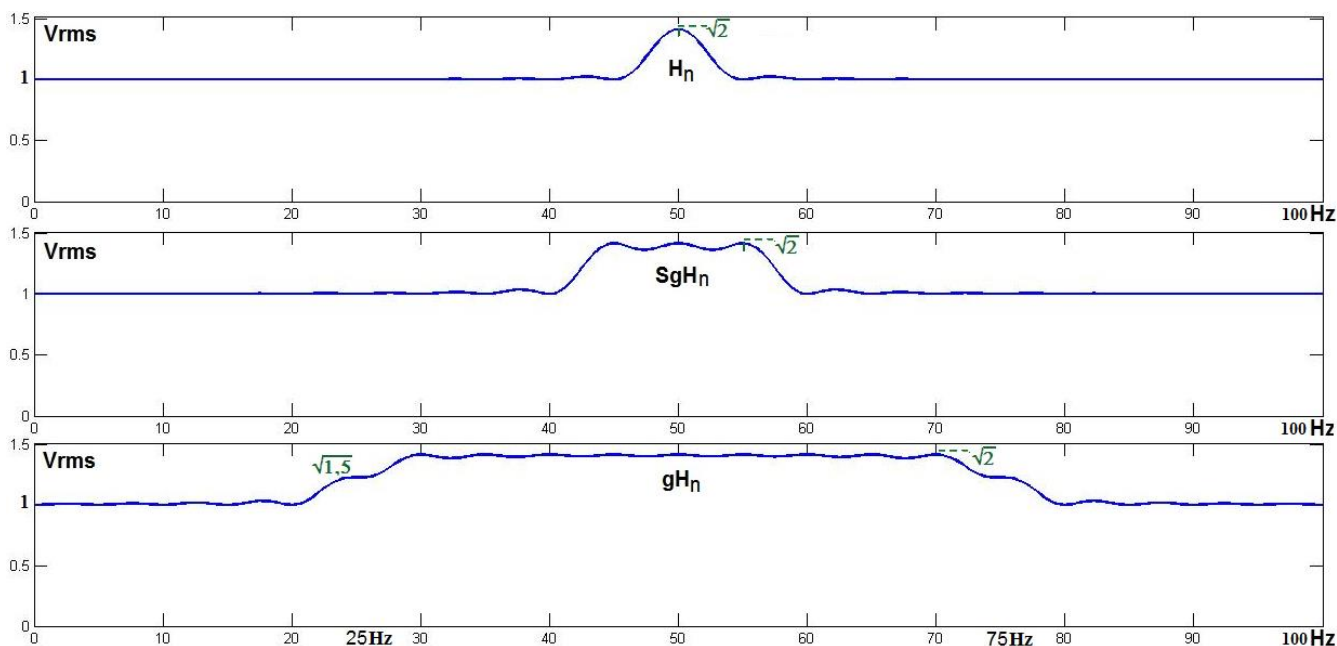


Figura 5.56 Medidas de valores eficaces comunes definitivos en barra armónica H , en subgrupo armónico SgH y en grupo armónico centrado gH en función de la posición de tono de frecuencia variable y con armónico centrado, utilizando agregación temporal de veinte ventanas (desde $tw1$ hasta $tw20$) y con espaciado entre tonos de 0,25 Hz.

5.4.3.3.- Análisis del caso particular de medir el valor eficaz total.

Otro de los valores eficaces en el que puede ser interesante estudiar los efectos de la agregación no sólo en frecuencia sino también en el tiempo, es el valor eficaz total. Ya se demostró en el apartado 5.4.2 que, en este caso, se puede obtener un valor eficaz común por agregación temporal exactamente igual al que se obtendría teóricamente sin fugas (si se agregan las T_w/t_w ventanas necesarias o un múltiplo entero de esta cantidad). En el caso de sumar todas las barras espectrales (que antes han sido calculadas con la ventana de muestreo, resolución, y sincronismo con el fundamental indicadas por la norma 61000-4-7, y después agregadas una a una temporalmente como señala la otra norma 61000-4-30) para obtener el valor eficaz total, aplicando el teorema de Parseval, se tiene la ventaja de que se suma también toda la fuga espectral, por lejana que ésta sea; y al mismo tiempo se independiza bastante de la posición del tono interarmónico ya que se mide en todas las barras espectrales a la vez. Sin embargo, eso no quiere decir que se obtenga el valor eficaz total correcto en una sola ventana de muestreo, que no haya error debido a la fuga, e incluso que no se dependa de la distancia relativa entre un interarmónico y un armónico fijo que reciba la fuga, tal como se muestra en la figura 5.57.

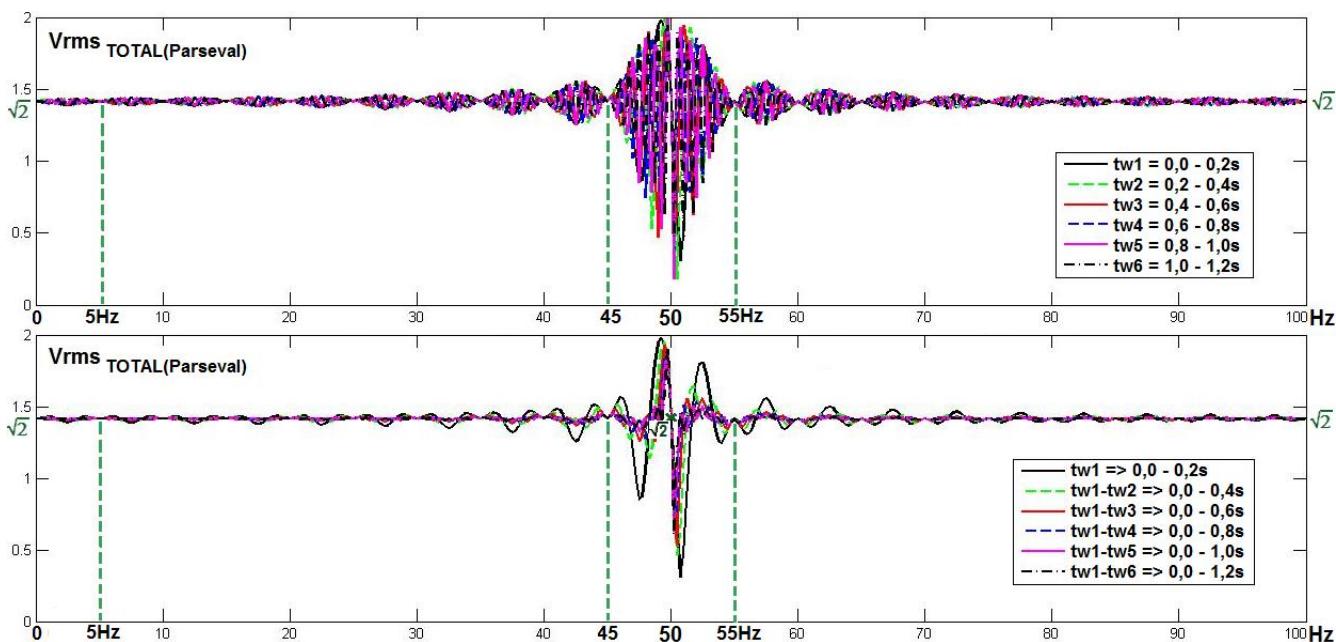


Figura 5.57 Medidas de valores eficaces comunes totales en todo el espectro, en función de la posición de tono de frecuencia variable y con un armónico fijo centrado, en varias ventanas sucesivas: tratadas individualmente (arriba) y agregadas temporalmente (abajo).

El estudio sobre la evolución de los análisis sobre ventanas sucesivas de muestreo, tanto tratadas de forma individual como agregando sus valores con las anteriores, el número de ellas necesario para completar el periodo ideal T_w y poder así hallar el valor eficaz común correcto, sus valores específicos en cada tono de barrido distinto, etc. puede ser aplicado al resto de agrupaciones frecuenciales ya estudiadas anteriormente y no sólo al valor eficaz total. La diferencia es que con el valor eficaz total siempre se obtiene dicho valor, ya que se mide en todas las barras espectrales a la vez y de ese modo se recoge toda la posible fuga espectral. Pero cuando coexistan varios tonos cuyas fugas giren a diferentes velocidades y se sumen sus valores, dando lugar a amplitudes variables, en las zonas de la gráfica en que esto ocurra se hace necesaria la agrupación temporal para así hallar el verdadero y correcto valor eficaz

común (véase la figura 5.57 en su parte central, donde conviven el tono de barrido y el armónico fijo). En cambio, en los casos en que sólo haya un tono o frecuencia, sea armónica o bien interarmónica, o bien varias frecuencias armónicas y ningún interarmónico productor de fuga, el valor eficaz total se obtiene con una sola ventana de análisis, sin necesidad por tanto de agregar sus valores con más ventanas (véanse las partes izquierda y derecha de la figura 5.57, donde el armónico fijo y el tono de barrido están más alejados y por ello la fuga que recibe el armónico es menor y también con ello menor es el cambio de amplitud del vector total «armónico más fuga»). Nótese que, aunque el interarmónico estuviese aún más lejos del armónico, como ahora se está midiendo todo el espectro (lo que se representa en estas gráficas es la zona que se mide en cada caso, el eje horizontal sólo marca dónde se supone ubicado el tono interarmónico variable) siempre algo de fuga le llegará al armónico y por ello se tendrá que el valor eficaz total también recogerá esas variaciones. La excepción a este hecho es cuando el tono de barrido se ubica justo en múltiplos de 5 Hz, ya que entonces no se genera fuga espectral y el valor eficaz hallado coincide siempre con el teórico.

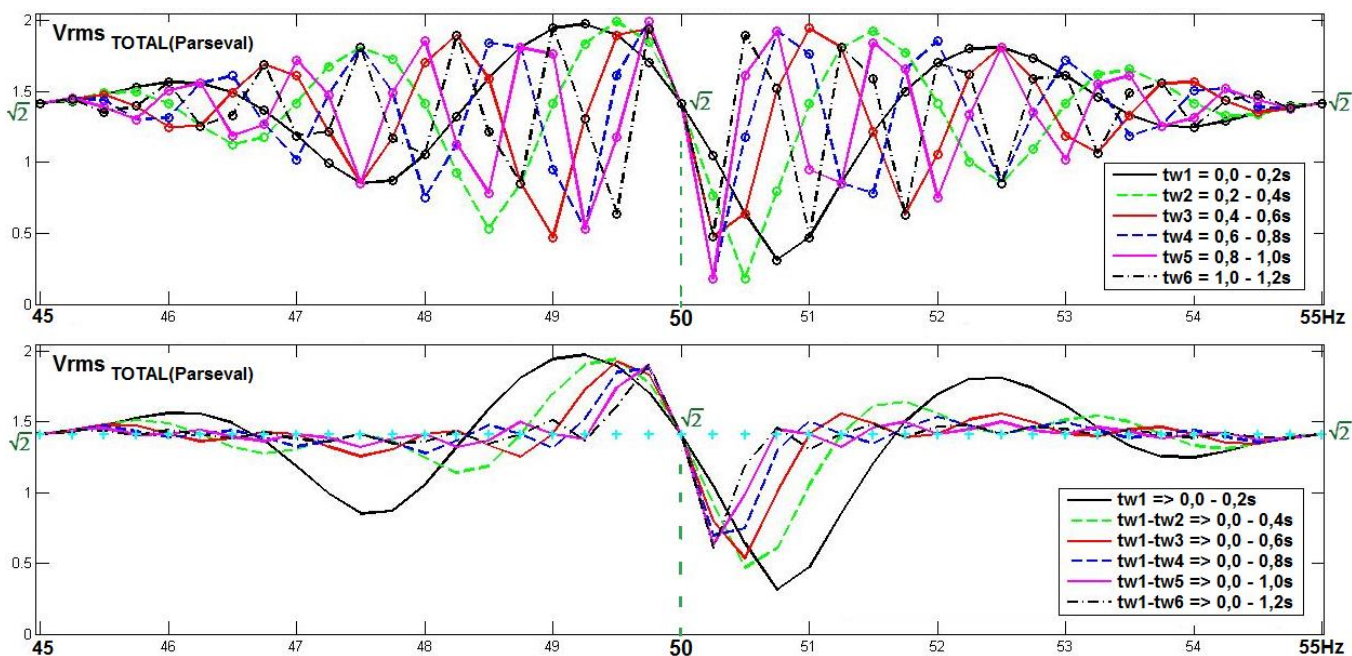


Figura 5.58 Medidas de valores eficaces comunes totales en todo el espectro, en función de tono variable y con armónico fijo, en varias ventanas sucesivas tratadas individualmente (arriba) y agregadas (abajo): zona de barrido alrededor del armónico fijo centrado.

En la figura 5.58 se amplía la zona en la que el tono de barrido, y la fuga por él producida, es más cercana al armónico (ubicado en 50 Hz) al cual se suma, y que es cuando tiende a ser mayor la amplitud resultante del lado más cercano a dicho armónico, como ocurre sobre todo entre 47,5 y 50 Hz, o entre 50 y 52,5 Hz. Las marcas en color turquesa, en la figura inferior, indican el valor teórico correcto ($\sqrt{1^2 + 1^2} = 1,414$) que es alcanzado con menor número de ventanas de agregación para los tonos alejados del armónico central. Es curiosa la situación de los tonos muy cercanos al armónico en 50 Hz, ya que son de los que menos fuga total desprenden (por estar muy cerca de una barra espectral), pero también es cierto que es cuando el armónico adyacente mejor la recibe por estar tan cerca y por ello su amplitud total es mayor en esas zonas. Como es lógico, cuando el tono se va acercando a la barra espectral de 50 Hz, esta fuga tiene que converger a cero y por ello la amplitud del vector total suma del armónico y del tono de barrido tiende a estabilizarse en su valor teórico correcto de $\sqrt{2}$. Se

han supuesto ambos tonos, armónico y de barrido, a 90° , por lo que cuando coincidan en la misma frecuencia (50 Hz) la amplitud de su suma vectorial es de $\sqrt{2}$, que coincide con el valor eficaz total común o correcto para el resto de posiciones del tono de barrido.

Para observar con más detalle la evolución de los valores eficaces hallados en ventanas de muestreo sucesivas, se amplía una zona de barrido alejada de la central donde está el armónico, por ejemplo la zona entre 0 y 5 Hz (que bien puede extrapolarse a cualquier otra zona entre dos barras espectrales, en las que la fuga producida por el tono cuya frecuencia varía entre precisamente ese rango de valores es lo bastante lejana al armónico al que se suma, como para tener una forma bastante simétrica respecto a su centro en 2,5 Hz) tal como se muestra en la figura 5.59, en la cual de nuevo las marcas en color turquesa, en la gráfica inferior, indican el valor teórico correcto de $\sqrt{2}$. Al estudiar la fuga producida por un tono interarmónico que varíe entre un múltiplo de 5 Hz y el siguiente, dentro de este espacio de 0-5 Hz comprendido entre dos barras espectrales consecutivas, se destaca cierta simetría respecto a la frecuencia central de 2,5 Hz. Entre 0 y 2,5 Hz el interarmónico produce fuga cada vez de mayor amplitud, llegando a su máximo en 2,5 Hz; y la velocidad de giro (o variación de la fase del vector de fuga al comienzo de cada ventana tw , respecto a la fase constante de los múltiplos de 5 Hz) comienza siendo de $0^\circ/tw$ con el interarmónico en 0 Hz (en esa posición realmente aún no es un interarmónico) y se va incrementando hasta llegar a $2,5\text{ciclos/s} \times 0,2\text{s}/tw = 0,5\text{ciclos}/tw$ o vueltas al círculo trigonométrico, o sea $0,5\text{vueltas}/tw \times 360^\circ/\text{vuelta} = 180^\circ$ por ventana tw cuando el interarmónico está a 2,5 Hz de la siguiente barra espectral. De 2,5 Hz hasta 5 Hz se sigue incrementando hasta llegar a $360^\circ/tw$ que es de nuevo el punto de partida para 0 Hz (también puede observarse como mismas velocidades de giro, pero en sentido contrario, tomando como punto de simetría 2,5 Hz). La fuga producida en diferentes ventanas de adquisición sucesivas puede observarse que es más «anárquica» con cambios más bruscos entre ventana y ventana sobre un tono cercano a 2,5 Hz (por ejemplo, un interarmónico de 287,5 Hz) que sobre uno cerca de una barra espectral (como 285,2 Hz) debido al menor ángulo de giro por ventana de este último; a lo que se añade que la amplitud de la fuga también es menor en estas frecuencias cercanas a múltiplos de 5 Hz.

Al observar el valor eficaz total y su evolución al variar un tono entre 0 y 5 Hz (para una ventana de muestreo de $tw = 0,2$ s), se observan algunos puntos singulares que se van a describir a continuación. Se ha visto que en los múltiplos de T_w se consigue, por agregación temporal, el valor eficaz común verdadero o mejor valor que se puede obtener, sabiendo que éste no es constante en todas las frecuencias debido a las diferentes fugas. Conforme avanza la agregación y se alcanzan múltiplos de T_w , se va obteniendo en cada caso el verdadero valor eficaz. Las marcas de color turquesa, en la parte inferior de la figura 5.59, indican el verdadero valor eficaz, y se observa que en cada valor concreto del tono de barrido es diferente el número de ventanas necesario para alcanzarlo.

Por ejemplo, para el tono en 2,5 Hz (y en general, para cualquier frecuencia con este «exceso» respecto a su barra espectral anterior, como por ejemplo 287,5 Hz) se alcanza el valor eficaz común cada dos ventanas. Por eso en la gráfica inferior de la figura 5.59 se ve que las ventanas pares, en líneas discontinuas, alcanzan dicho valor, no así las impares, $tw1$, $tw3$ y $tw5$, trazadas con líneas continuas en la figura. Esto se explica porque para 2,5 Hz el periodo ideal T_w sería de 0,4 s o dos ventanas consecutivas de $tw = 0,2$ s. En la gráfica superior, con valores no agregados, se observa una repetición cada dos ventanas justo para el mismo tono de 2,5 Hz.

Otro ejemplo son los tonos múltiplos de 1 Hz (con $T_w = 1$ s o 5 ventanas, como en los ejemplos C41, C42 y C43 que se vieron en el anterior apartado). Para la ventana $tw5$ (línea

continua morada) se aprecia cómo en los tonos múltiplos de 1 Hz se alcanza el verdadero valor eficaz común (véase la parte inferior de la figura, con valores agregados), ya que para esos interarmónicos múltiplos de 1 Hz bastaban 5 ventanas consecutivas agregadas para hallar dicho valor. Además, si se observan los valores individuales no agregados, en la parte superior de la figura, también se aprecia la repetición del valor hallado tras analizar la 6ª ventana $tw6$ (línea discontinua negra) que coincide con la primera $tw1$, trazada con línea continua negra.

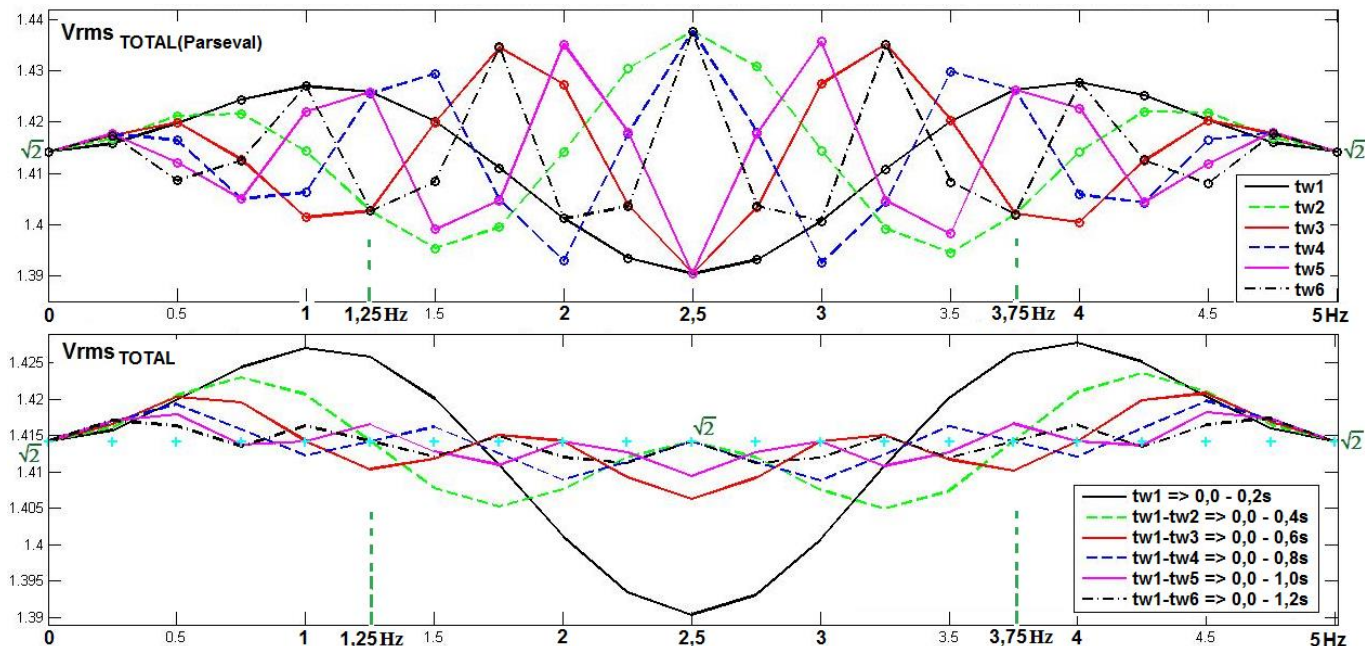


Figura 5.59 Medidas de valores eficaces comunes totales en todo el espectro, en función de tono variable y con armónico fijo centrado, en varias ventanas sucesivas tratadas individualmente (arriba) y agregadas (abajo): zona de barrido lejana al armónico.

Y un último ejemplo, los tonos situados a 1,25 Hz de las barras espectrales (cuatro ventanas, 1/0,8 s, como en el ejemplo C42-modificado, con el tono de barrido situado en 251,25Hz), en los que se distingue cómo la línea azul discontinua, correspondiente a la ventana $tw4$, pasa por el verdadero valor eficaz (marcado en turquesa en la parte inferior de la figura 5.59) para los tonos en 1,25 Hz y en 3,75 Hz. En la parte superior de la figura, valores no agregados, se observa cómo la quinta ventana $tw5$ coincide con la primera $tw1$ justo en esos mismos tonos.

Pueden hacerse apreciaciones similares sobre la evolución detallada de los valores hallados en ventanas sucesivas de análisis, en las otras gráficas que se han visto en este apartado sobre agrupaciones armónicas basadas en la normativa, y no sólo al medir el valor eficaz total.

5.4.3.4.- Otras consideraciones.

La asimetría respecto al centro de cada intervalo {0-5 Hz} de las amplitudes medidas tras cada ventana de muestreo, puede deberse a que al medir en una zona concreta (por ejemplo, en un subgrupo armónico, entre 45 y 55 Hz de barrido), la fuga producida por un tono de por ejemplo 21 Hz queda más lejana que la producida cuando el tono esté en 24 Hz. Por ello, en este último caso se computa más amplitud total al sumarse esta fuga al armónico ubicado donde se está midiendo realmente. Ello da lugar a que los valores del lado 22,5-25 Hz sean

mayores que los obtenidos al aplicar los tonos de la otra mitad del intervalo 20-22,5 Hz. Esto no debería ocurrir cuando se mide el valor eficaz total, ya que en este caso se mide todo, sumándose la energía de todas las barras del espectro. Pero en este último caso también se presentan asimetrías dentro de cada intervalo, porque cuando el armónico recibe más fuga (en los semi-intervalos más cercanos a él), también es mayor la variación del vector total suma del armónico original y esa fuga recibida, y por ello también es mayor el valor eficaz total.

Lógicamente si la resolución frecuencial fuese mayor (por ejemplo, con ventanas de $t_w = 10$ s y resolución de 0,1 Hz) este efecto de suma de armónico y fuga giratoria de interarmónico cercano sería menor, ya que la fuga sería antes absorbida gracias al mayor número de barras espectrales existente (aunque en posiciones muy cercanas al armónico se seguiría notando). Y sobre todo, si las amplitudes de los interarmónicos que producen la fuga son de mucho menor valor a las de los armónicos que absorben esa fuga sumándose a su propio vector, entonces sería aún menor el efecto de cambiar de amplitud en cada ventana de análisis el vector total suma de ambos; y por lo tanto menos importante la realización de la agregación temporal.

Por otra parte parece probable que, si se tiene más de un interarmónico dentro de una agrupación frecuencial como las estudiadas en la normativa, y cada uno gira con diferente velocidad, cada barra espectral recibiría la fuga de cada uno de los interarmónicos y el vector fuga total sería la suma de cada uno de los causados por cada interarmónico, y por lo tanto también iría variando su amplitud en cada ventana sucesiva de análisis al igual que se ha visto que ocurre con un armónico fijo y un interarmónico variable. Por ello parece adecuado realizar la agregación temporal para reducir este efecto de la fuga en todas las agrupaciones espectrales, y no sólo en aquellas que contengan posibles armónicos, sino también en los grupos y subgrupos interarmónicos, y en todas las tasas de distorsión, que a fin de cuentas no son más que agrupaciones mayores de componentes espectrales armónicas e interarmónicas normalizadas.

Se ve pues que con la agregación temporal (norma 61000-4-30) trabajando conjuntamente con la frecuencial (61000-4-7) y eligiendo en cada caso los parámetros adecuados de tiempo de agregación T_w y de tiempo de ventana de muestreo t_w (que es el que determina la resolución frecuencial o separación entre barras espectrales) puede resolverse en parte el problema de la falta de precisión y estabilidad en los resultados cuando se suman armónicos a la fuga espectral propia de la DFT. E incluso pueden mejorarse los resultados obtenidos en el caso de existir un sólo interarmónico: si se observa la figura 5.49 en sus gráficas en color azul se ve que, con agregación y existencia de armónicos, los lóbulos laterales e incluso los centrales producidos en los tonos interarmónicos comprendidos entre cada dos múltiplos de 5 Hz, son menores a los existentes con sólo fuga y un tono variable, como se aprecia en la figura 5.47 en color rojo. Esto minimiza aún más la necesidad de uso de ventana de Hann, no necesaria por otra parte salvo en caso de pérdidas de sincronismo tal como se indica en la normativa, (aunque quizás se pudiesen mejorar los resultados obtenidos si se usa la ventana de Hann teniendo en cuenta también la agregación temporal con dicha ventana).

Una forma de conseguir mejorar la resolución frecuencial, manteniendo la ventana de 0,2 s propuesta en la normativa, es mediante el solape de ventanas. Si se usa solape al 50 % (esto es, la primera mitad de la segunda ventana t_w2 coincide con la segunda mitad de la primera t_w1 , la segunda mitad de t_w2 es también la primera mitad de t_w3 , y así sucesivamente) se tiene un efecto similar a utilizar una ventana de 0,1 s, mejorando de este modo la resolución temporal (esto sería adecuado para señales con cambios más rápidos) y manteniendo la frecuencial, pues cada DFT se seguiría haciendo con ventanas de 0,2 s y por ello una resolución de 5 Hz.

Eso sí, para un mismo tiempo de ensayo (lo cual es bueno, al no necesitarse más tiempo de captura, para así minimizar calentamientos y evitar cambios no deseados en parámetros) se necesitaría por el contrario mayor tiempo y potencia de procesado; cuestión menos importante si se analizan los datos *off line* mediante ordenador personal y tarjeta de adquisición, como se ha hecho en esta tesis.

Además, también podría mejorarse la resolución frecuencial, pasando por ejemplo de 0,2 a 0,4 s por ventana de muestreo (de 5 a 2,5 Hz de resolución) y, para no empeorar la resolución temporal, usar simultáneamente solapamiento entre ventanas (de un 50 %). Con ello, la resolución temporal se asemejaría a la que se tenía con $tw = 0,2$ s, ya que, aunque las ventanas de análisis fueran del doble, al solaparse con la mitad de la anterior ventana analizada en realidad cada vez sólo entrarían la mitad de datos nuevos (o sea, los correspondientes a sólo 0,2 s). De nuevo sería preciso incrementar el tiempo de cálculo respecto a no usar solapamiento, y además, al tener el doble de barras espectrales con 2,5 Hz que con 5 Hz de resolución, también ello implicaría mayores necesidades computacionales.

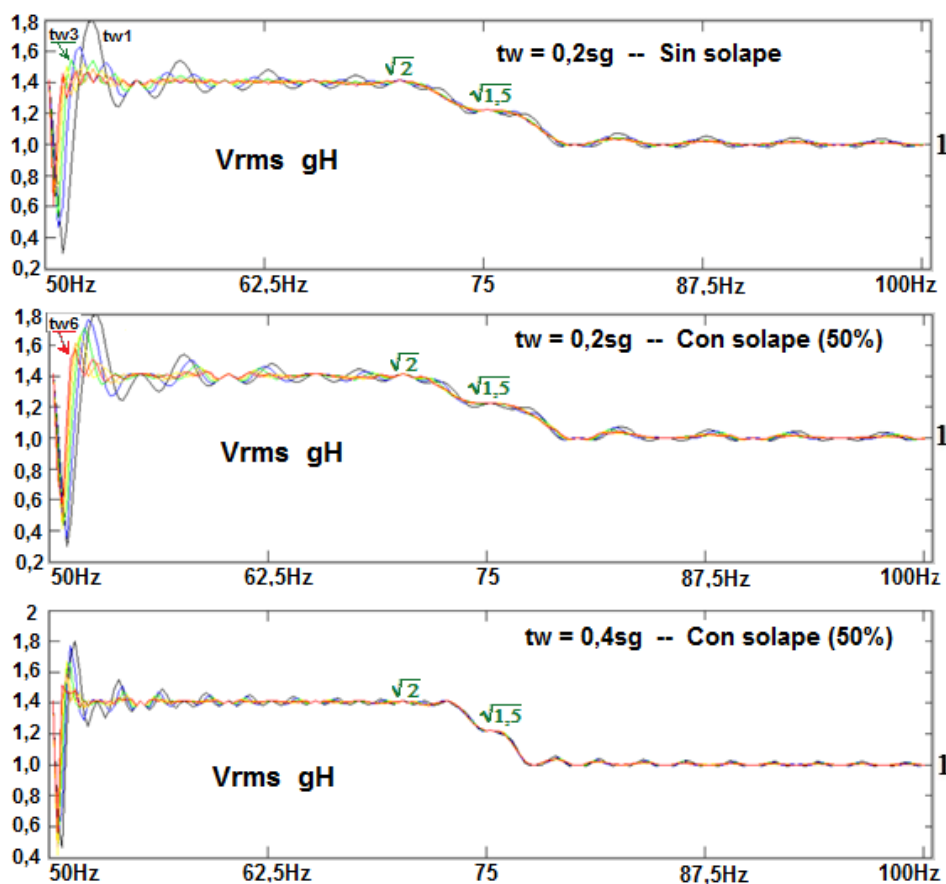


Figura 5.60 Valores eficaces de grupo armónico en función de tono de barrido, con armónico fijo, usando agregación de ventanas: con ventanas de 0,2 s sin solapar (arriba), con ventanas de 0,2 s y solape al 50 % (medio), y con ventanas de 0,4 s y solape 50 % (abajo).

En la figura 5.60 se presenta la evolución de las medidas en un grupo armónico, tras agregar ventanas sucesivas de muestreo, en función como se ha visto a lo largo de todo este apartado de la posición de un tono de frecuencia variable (en este caso sólo se muestra desde el centro del grupo armónico, en +50 Hz), y suponiendo la existencia de una segunda componente en este caso armónica con frecuencia fija. En la parte superior de la figura

aparecen los resultados tras agregar las primeras ventanas de muestreo en el caso normal de usar ventanas de $tw = 0,2$ s y sin solapamiento; en la gráfica del medio usando solapamiento al 50 % (y para la misma ventana de 0,2 s); y en la gráfica inferior usando ventanas de 0,4 s y solapamiento al 50 %. Puede observarse que, para lograr los mismos resultados de agregación, se necesitan el doble de ventanas si se usa solapamiento al 50%. Por ejemplo, lo que se logra con la tercera ventana $tw3$ indicada en verde, sin solapamiento, se logra con la sexta ventana $tw6$, naranja, con solapamiento, comparando en ambos casos con el mismo tamaño de ventana de 0,2 s. Y si se mejora la resolución espectral, aunque con solapamiento, (parte inferior de la figura), sin embargo ahora la distancia entre barras espectrales es justo de la mitad (2,5 Hz), y con ello también la separación entre puntos en los que no se produce fuga cuyos valores resultantes son correctos sin necesidad de agregación. Consecuentemente, el rizado dentro de cada intervalo entre las nuevas barras espectrales, separadas ahora sólo 2,5 Hz, se hace más suave y, por tanto, la gráfica resultante se aproxima más a la ideal o teórica si no hubiera efectos de la fuga sumada a armónicos (figura 5.49). Pese a todo, en las posiciones cercanas al armónico, sigue siendo necesario un mayor tiempo de agregación, y las fluctuaciones de amplitud siguen siendo importantes. Otra cuestión es poder incrementar el tiempo de la ventana de muestreo, si la naturaleza de las señales analizadas lo permite y éstas son lo bastante estacionarias para ello. En esta tesis, en principio, se ha preferido mantener el tiempo de ventana indicado en la normativa para medidas en el lado de la red eléctrica (0,2 s), sin usar solapamiento, aunque sí se ha incrementado el tiempo de agregación hasta los nueve segundos en todos los casos.

5.4.4. Ejemplos de la influencia del tiempo de agregación en medidas obtenidas en ensayos reales.

Observando tablas como la 5.12, y otras similares de los demás ejemplos, se deduce que una posible manera de hallar, de forma empírica, el valor aproximado del tiempo de agregación ideal que mejore los resultados de nuestras medidas, puede ser considerando el valor eficaz total común o agregado acumulado en cada ventana, a medida que éstas van siendo analizadas. Cuando se alcanza el tiempo de agregación ideal, lo normal es que se repita este valor de forma periódica en el cómputo de los valores agregados temporalmente, y que los valores agregados sean cada vez más estables y cercanos al ideal conforme se aumenta el tiempo total de agregación. Puede por ello ser adecuado incrementar el tiempo de agregación todo lo posible, pero, en un caso real, ello podría alterar las condiciones de los ensayos, incrementando las temperaturas del conjunto variador-motor-carga y disminuyendo la estabilidad en las medidas. Otra posibilidad es considerar valores eficaces por zonas del espectro, ya que cada una tendrá diferentes componentes interarmónicas que produzcan ciclos de giros de las fugas espectrales o tiempos de agregación distintos, según sus valores relativos respecto a las barras espectrales más cercanas en cada franja del espectro.

La agregación ideal T_w para minimizar los efectos de la fuga de cada interarmónico puede ser diferente en cada ensayo, según el conjunto convertidor-motor-carga. Sin embargo, cuanto mayor sea el tiempo de agregación, mejor será el valor eficaz común; incluso aunque el número de ventanas sea mayor del adecuado para obtener T_w o un múltiplo de ella. Podría entonces usarse la mayor T_w de todas las medidas para todos los convertidores y/o zonas de frecuencias de cada convertidor; pero la prolongación del tiempo de captura de datos puede provocar calentamientos, desgastes u otros motivos, que cambien la naturaleza inicial de la señal estudiada y ésta pase a tener otras características (cambio en el deslizamiento, niveles de tensión y corriente de salida del convertidor, etc.). Por ello es más apropiado usar el menor

tiempo ideal de agregación T_w posible, deducido al observar las gráficas $t_{agregación}$ - Valor eficaz de cada grupo de frecuencias y ensayos estudiados, viendo cuándo se reducen los cambios bruscos iniciales de dicho valor eficaz y éste se va aproximando al verdadero rms .

Se puede apreciar mejor lo comentado anteriormente si se examinan algunos de los ensayos concretos realizados para esta tesis, y que se describen con más detalle en el capítulo 6. En las siguientes figuras se representan en el eje horizontal el número de ventanas cortas de muestreo procesadas hasta cada momento, y en el vertical los diferentes valores eficaces hallados para cada tipo de agrupación frecuencial. En color azul aparecen los valores eficaces sin usar agregación o calculados en cada iteración o ventana de forma individual y aislada respecto a las demás, y en color rojo los valores eficaces agregados, teniendo en cuenta el total de ventanas procesadas o acumuladas hasta ese momento. El tiempo total del ensayo es mayor que el mostrado en el eje horizontal de estas figuras, ya que la captura de la información se realiza realmente una vez transcurrido un tiempo desde el arranque del motor, necesario para estabilizar los valores del ensayo.

Para el caso de ensayos con motor con barra de rotor rota cargado con un freno ajustado para obtener un deslizamiento del 3,5 %, y alimentado mediante variador de Allen Bradley con control vectorial, frecuencia de conmutación de 4 kHz y fundamental de 55 Hz, se obtienen las gráficas indicadas en las figuras 5.61 y 5.62.

Si se consideran estas dos primeras figuras 5.61 y 5.62, parece que el tiempo de agregación adecuado está sobre 140 ventanas $\times 0,2 \text{ s} \approx 28 \text{ s}$. Tras este tiempo, se aprecia una variación brusca que se repite en los valores eficaces sin agregar de varias de las agrupaciones. También se observa que la energía total (hallada usando el teorema de Parseval) sigue fielmente al armónico fundamental, incluso en sus variaciones más leves, salvo un desplazamiento de unos 22 V (figura 5.62). Los valores eficaces de los primeros grupos altos de frecuencias, para este ensayo concretamente las comprendidas entre 3-5 kHz y entre 7-9 kHz alrededor de los múltiplos de la frecuencia de conmutación de 4 kHz, (figura 5.61) también siguen trayectorias similares a la del armónico fundamental y a la del valor eficaz total del espectro completo. En cambio, observando frecuencias más concretas, como el 3º y 7º armónicos, parece que el tiempo de agregación puede ser menor, aunque tampoco se degrada el valor eficaz común obtenido de la agregación por tomar más ventanas de muestreo (con el inconveniente de que tomar más tiempo de agregación supone incrementar la duración del ensayo y del volumen de datos y sin olvidar que con ello se puede degradar la naturaleza inicial de la señal). Por ello, a la vista de estos ejemplos de análisis de la evolución de los valores eficaces tras sucesivas ventanas cortas de muestreo, parece que el caso más desfavorable está en torno a los 28 s y que éste podría ser el tiempo de agregación. Observando los valores agregados (en rojo), se puede ver cómo se estabilizan incluso antes de este valor, en torno a las 50 ventanas cortas de análisis (o sea, unos 10 s), por lo que éste puede ser también un buen valor para realizar la agregación temporal.

Hay que tener en cuenta que las escalas del eje vertical de las figuras 5.61 y 5.62 están ampliadas para las medidas de tensión del armónico fundamental, del valor eficaz total y de las agrupaciones amplias de frecuencias (como las de 0-1 kHz, 3-5 kHz y 7-9 kHz), pero en realidad los cambios en términos relativos no son tan significativos. Si nos fijamos en cambio en pequeñas agrupaciones o incluso en frecuencias concretas, los valores eficaces, antes de agregar temporalmente, fluctúan más (como por ejemplo los de los 3º, 5º y 7º armónicos mostrados en la figura 5.62), y se tienen cambios más amplios en términos relativos.

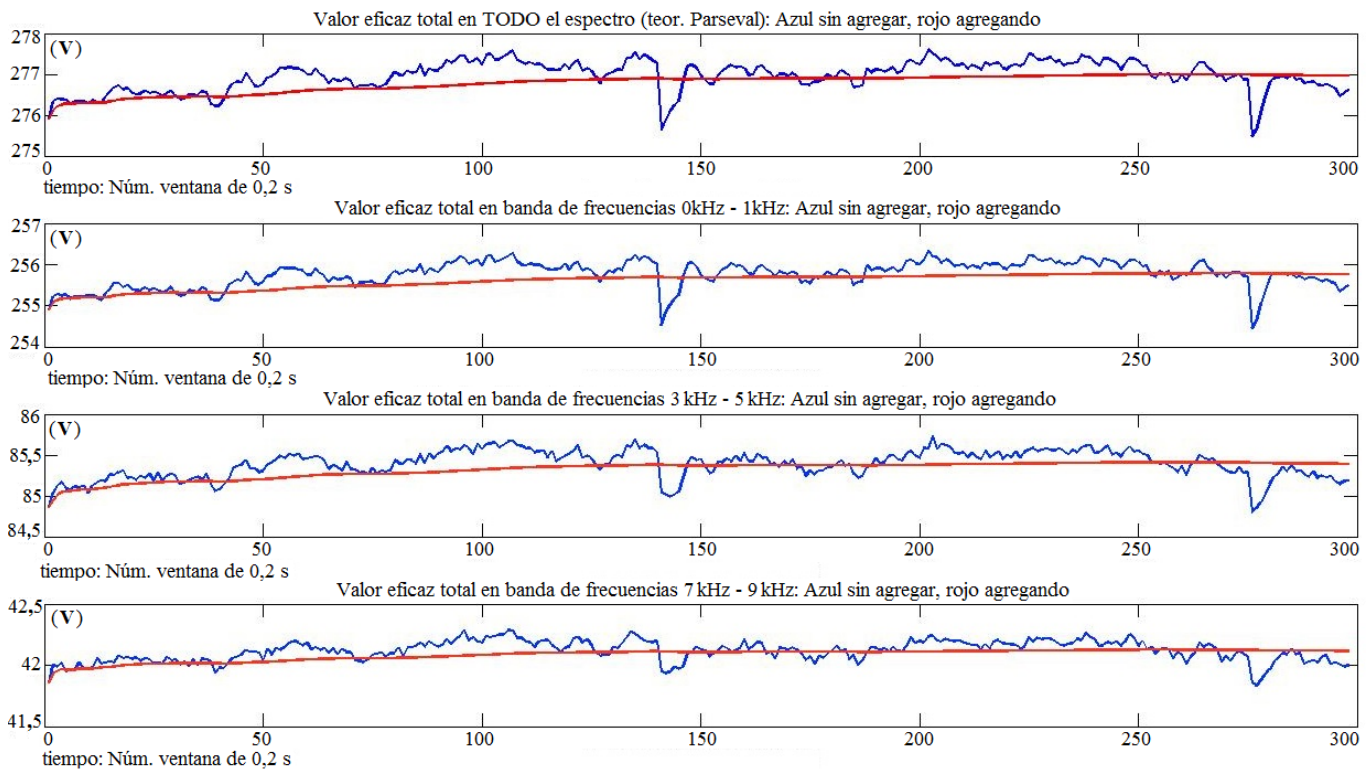


Figura 5.61 Valores eficaces de todo el espectro y de distintas bandas de frecuencias (en azul sin agregar temporalmente, y en rojo agregando) para tensión de fase a la salida del variador de Allen Bradley usado en los ensayos, con control vectorial, $f_c = 4$ kHz, $f_1 = 55$ Hz, y cargado con motor con barra rota y deslizamiento $s \approx 3,5\%$.

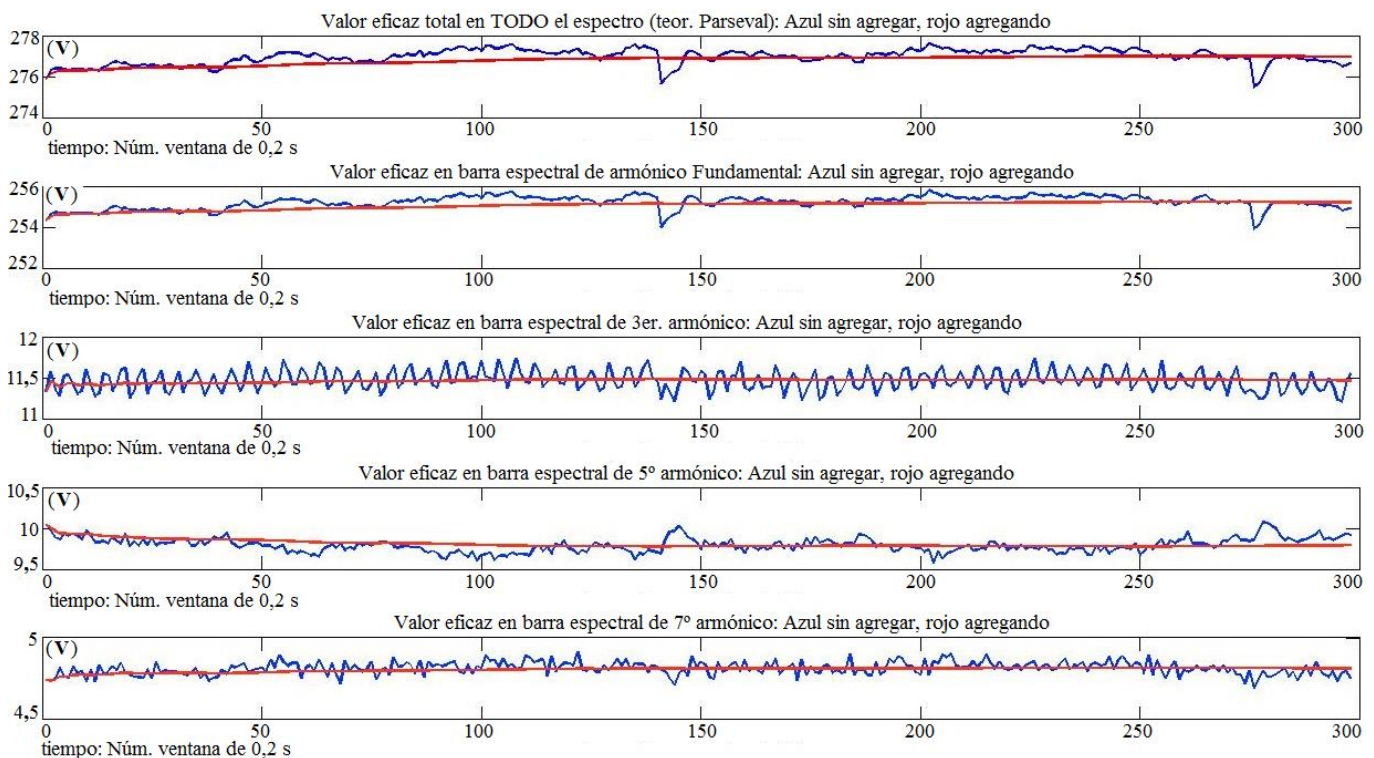


Figura 5.62 Valores eficaces de todo el espectro, y de los primeros armónicos, de tensión de fase a la salida del mismo variador y ensayo que en la figura 5.61.

Para los mismos ensayos, pero con motor sano (aunque, como se verá en el capítulo 6, con algo de excentricidad mixta que afecta a las frecuencias alrededor del fundamental de intensidad) puede observarse que a partir de 30 s en la mayoría de los casos la agregación no mejora nada, y es incluso probable que la señal esté cambiando debido a la excesiva duración del experimento (calentamientos de motor, freno y/o convertidor ...). Pero también se aprecia que para agregaciones menores de unos 9 o 10 s la mayoría de medidas son aún inestables.

Si existe algún interarmónico originado por barras rotas cerca de un armónico (véase cerca del fundamental, del armónico 5°, del armónico 7° ...) lo normal es que, además de variar la energía en el correspondiente grupo o subgrupo, bien sea armónico o interarmónico, o bien en una barra espectral simple, también varíe el tiempo de agregación adecuado y la evolución en general del valor eficaz medido en cada una de las ventanas sucesivas de agregación (ya que se vio que la fuga sumada a un armónico multiplica su variación entre ventanas sucesivas de análisis) respecto a no tener esos interarmónicos originados por defectos en el motor. Esto se puede apreciar si se analiza la evolución de los valores eficaces de los primeros grupos interarmónicos obtenidos con motor sano y se comparan con los hallados con ensayos con motor defectuoso, tal como se muestra en las figuras 5.63 y 5.64.

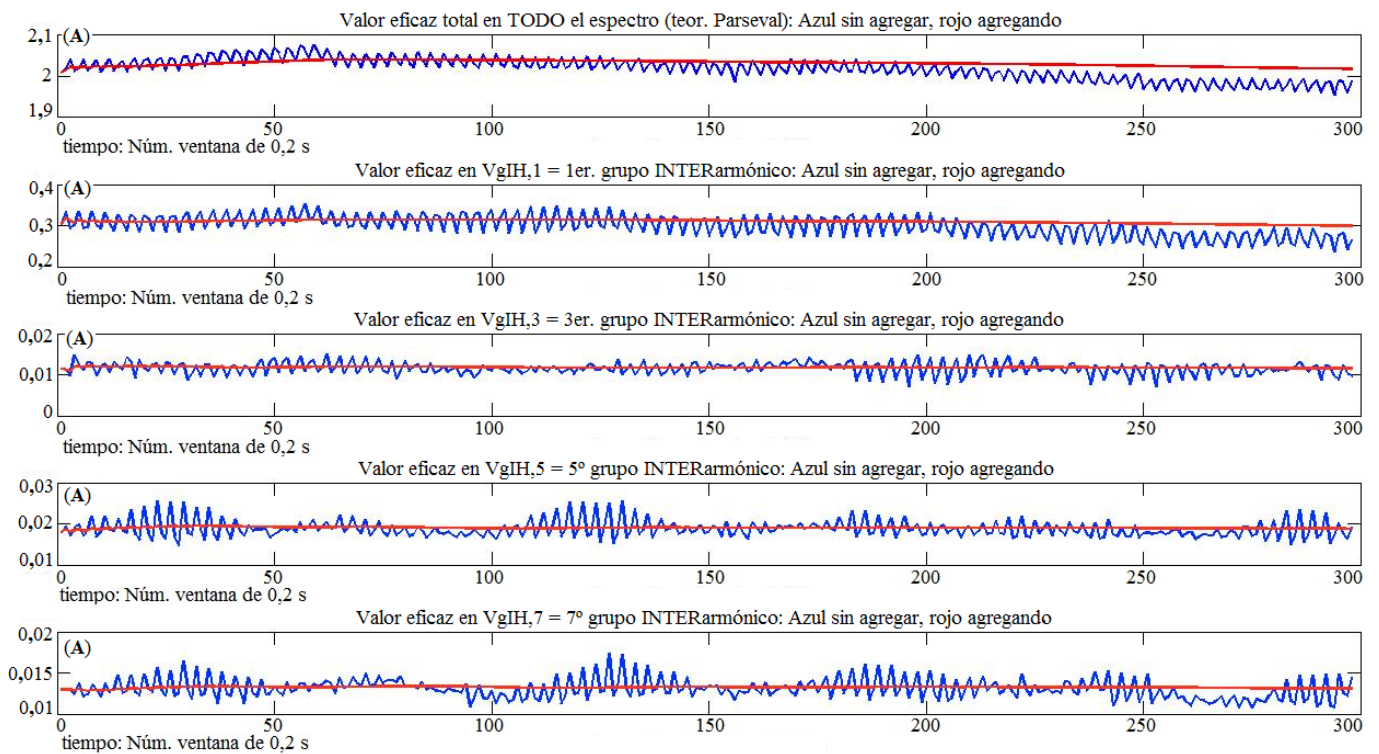


Figura 5.63 Valores eficaces de todo el espectro y de primeros grupos interarmónicos para señal de intensidad de salida del variador de Allen Bradley usado en los ensayos, con control escalar, $f_c = 4$ kHz, $f_1 = 45$ Hz, y cargado con motor sano con deslizamiento $s \approx 3,3\%$.

Si se comparan las gráficas mostradas en las figuras 5.63 y 5.64, se observa que con motor sano es algo mayor la componente fundamental de intensidad (2 A frente a 1,8 A en motor roto), y sobre todo se advierte un mayor valor del primer grupo interarmónico (que agrupa las frecuencias entre 50 y 85 Hz, dado que el fundamental es de 45 Hz en este ensayo) que ronda los 0,3 A, por tan solo unos 0,06 A en el motor roto. Esto último puede ser debido a la mayor

excentricidad mixta presente en el motor sano, más que a la rotura o no de barras del rotor. Al contrario que con las tensiones de fase, en la intensidad no se aprecia el cambio brusco (aunque de amplitud relativamente pequeña) que ocurría cada aproximadamente 30 s de tiempo de análisis y que aparecía en algunos valores eficaces sin agregar con motor con barra rota. Pese a la fluctuación de los valores calculados en cada ventana corta de análisis, más aparente que real debido al escalado en los ejes verticales, los valores eficaces de los grupos interarmónicos, ya debidamente agregados en el tiempo, presentan valores bastante estables desde bajos tiempos de agregación. Quizá los valores más inestables sean, en estos ejemplos, los de los grupos interarmónicos 1°, 5° y 7° para motor sano (figura 5.63), aunque pese a ello sus valores agregados se mantienen estables desde unos pocos segundos.

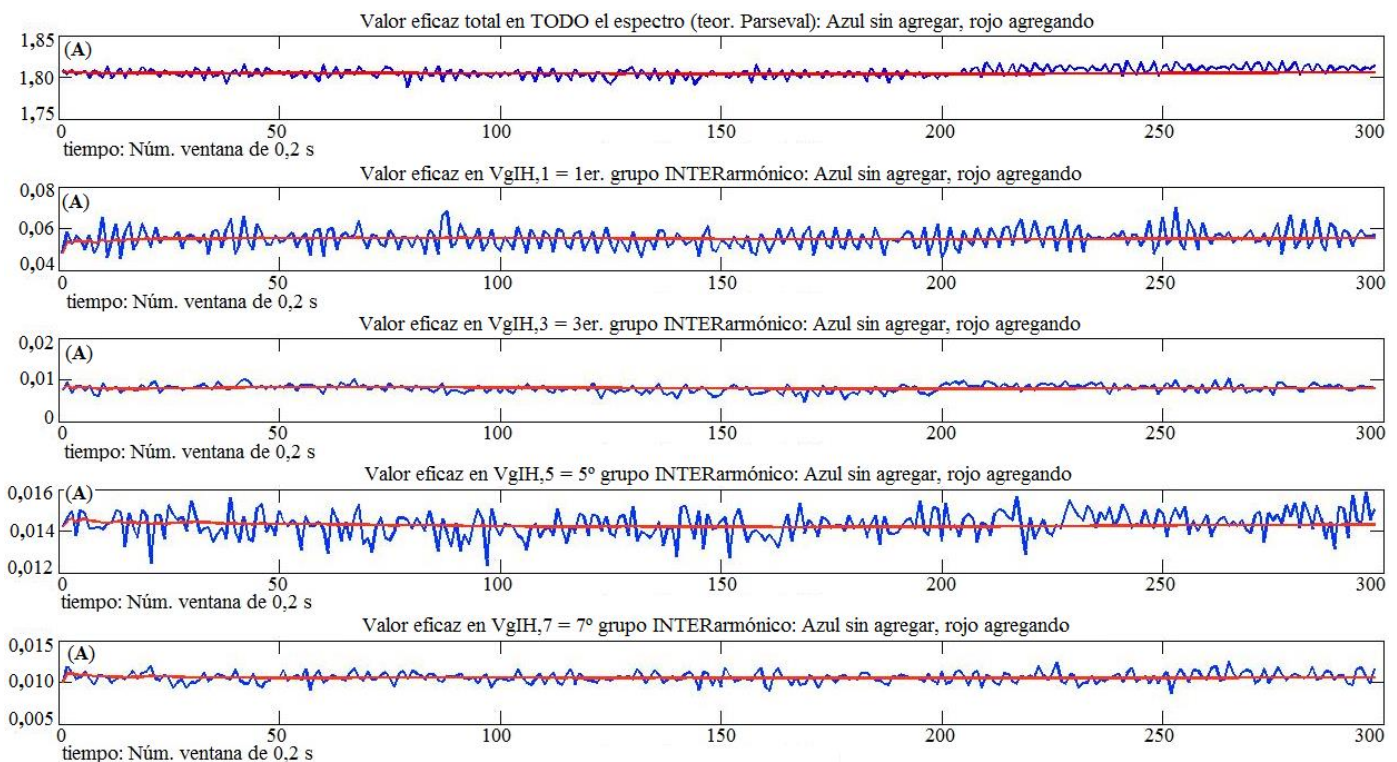


Figura 5.64 Valores eficaces de todo el espectro y de primeros grupos interarmónicos para señal de intensidad de salida del variador de Allen Bradley usado en los ensayos, con control escalar, $f_c = 4 \text{ kHz}$, $f_l = 45 \text{ Hz}$, y cargado con motor roto con deslizamiento $s \approx 3,4\%$.

Para este mismo ensayo, analizando la señal de intensidad de salida del variador de Allen Bradley, con control escalar, $f_c = 4 \text{ kHz}$, $f_l = 45 \text{ Hz}$ y alimentando un motor sano, en la figura 5.65 se aprecia la evolución temporal de todo el espectro, en un tiempo de análisis hasta unos 10 s (50 ventanas de 0,2 s) y con frecuencias hasta los 40 kHz. Se observan los grupos de frecuencias alrededor de los múltiplos de la de conmutación, sobre los 4, 8, 12, 16 kHz, etc. y las mayores amplitudes alrededor del fundamental en la zona de bajas frecuencias. A esta escala no se aprecian grandes cambios en la evolución temporal, pero en el espectrograma de la figura 5.66, en el cual se ha eliminado el armónico fundamental para un mejor escalado, se representa ampliada la parte baja del espectro (hasta algo más de 300 Hz, o unas 61 barras espectrales incluyendo la continua o primera de ellas) y en ésta sí se aprecian cambios sobre todo en las posiciones de los interarmónicos por excentricidad mixta (alrededor de 25 y 65 Hz) y de menor magnitud sobre las posiciones de los armónicos 3°, 5° y 7°. Es por ello que en la

figura 5.63 los grupos interarmónicos con mayores fluctuaciones fueran también los situados cerca de las posiciones de esas mismas frecuencias.

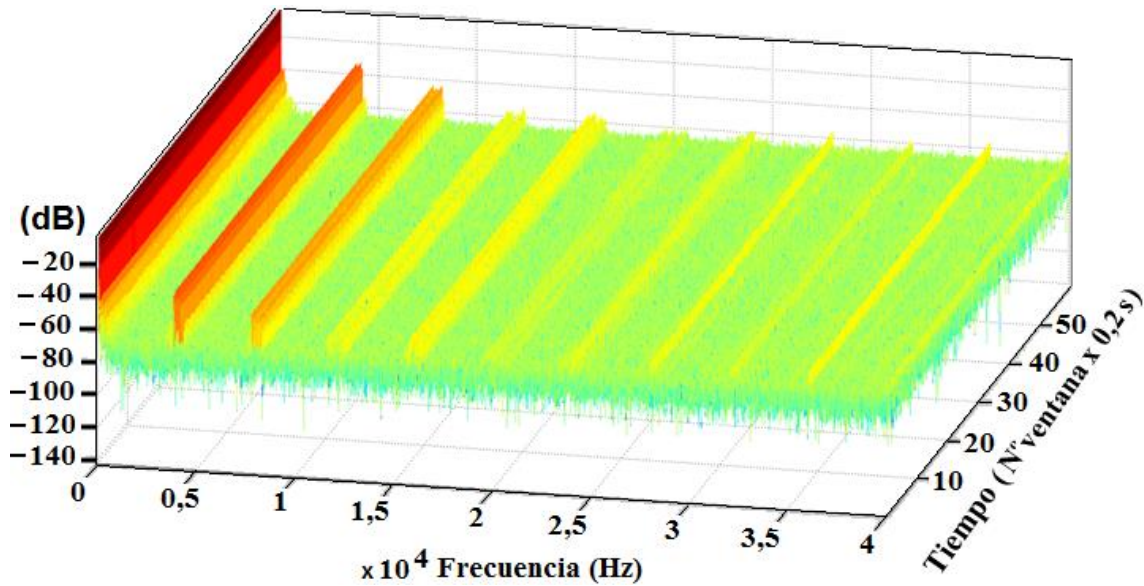


Figura 5.65 Espectrograma, para todo el rango de frecuencias, de la señal de intensidad del mismo ensayo con variador Allen Bradley y motor sano que en la figura 5.63

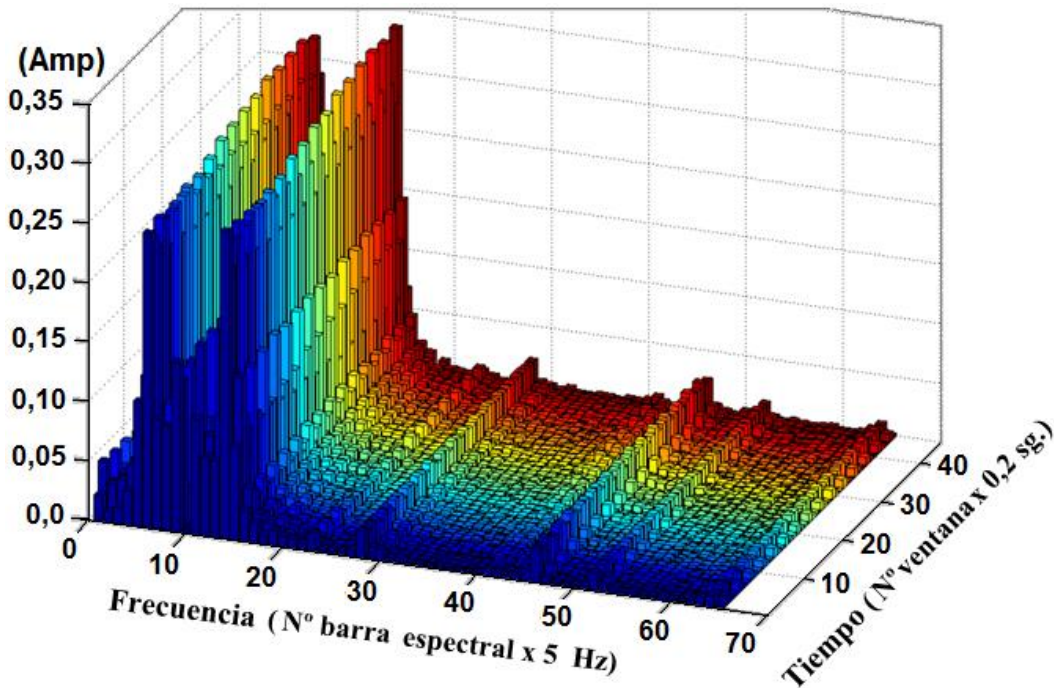


Figura 5.66 Espectrograma, de la zona de bajas frecuencias, de la señal de intensidad del mismo ensayo con variador Allen Bradley y motor sano que en la figura 5.63

En todos los casos mostrados hasta ahora se presentan valores eficaces sin normalizar, en cambio en los resultados de las tasas de distorsión (que no dejan de ser valores normalizados) se observan cambios relativos de valor más importantes, como se puede apreciar en las siguientes figuras 5.67 y 5.68. Pese a que con motor sano parece que hay zonas de cierta

estabilidad, los valores de las tasas obtenidas sin realizar aún la agregación oscilan enormemente, siendo quizá la tasa de distorsión de grupo *THDG* la que más estabilidad presente. Las tasas *THD* oscilan aproximadamente entre algo más de un 2% y un 6%, las tasas *THDS* entre algo más de un 3% y por encima de un 6%. Esto ocurre con ambos motores, si bien con el sano no sucede continuamente. Y la tasa *THDG* entre algo menos de un 8% y por encima del 10%, para motor sano; y entre un 7 y un 7,65 para motor roto (siendo esta última la tasa más estable antes de agregar).

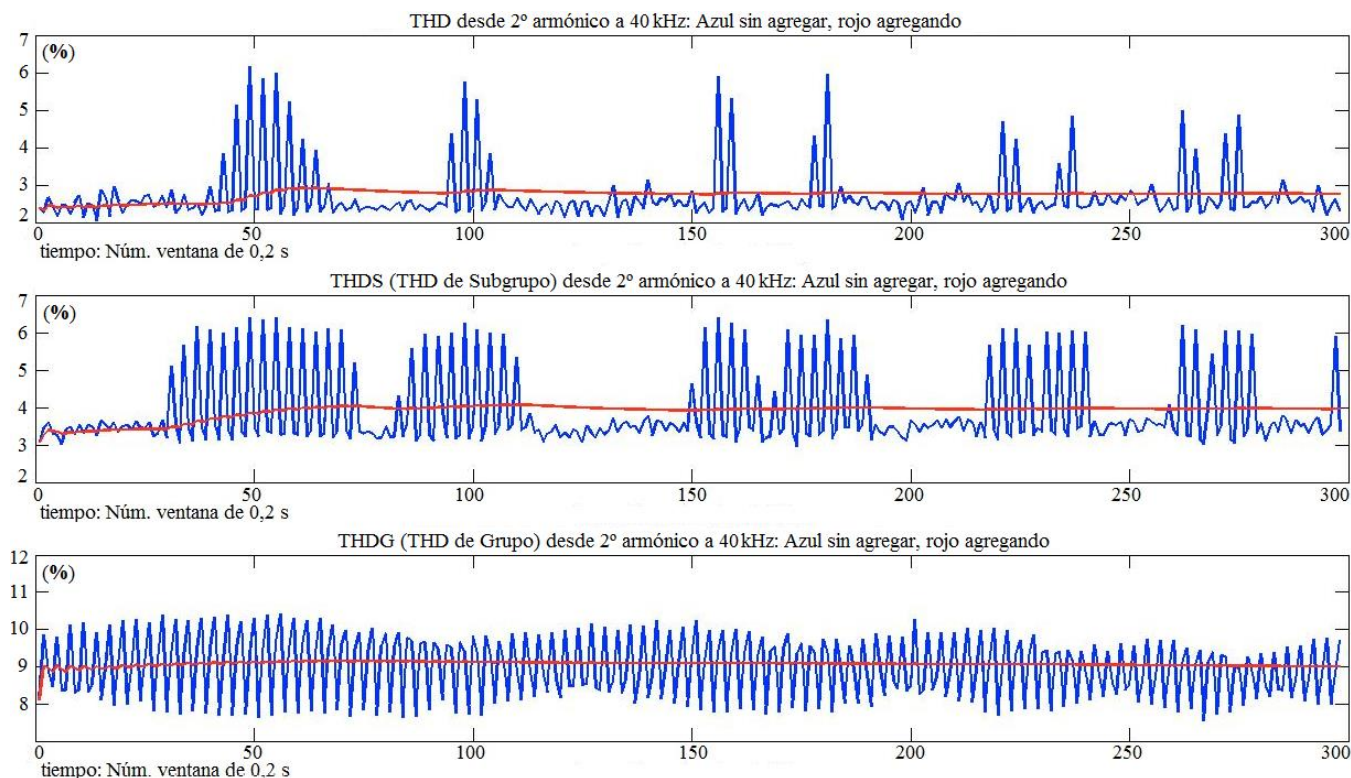


Figura 5.67 Tasas de distorsión armónica *THD*, *THDS* y *THDG* para señal de intensidad a la salida del variador de Allen Bradley usado en los ensayos, con control escalar, $f_c = 4$ kHz, $f_1 = 45$ Hz, y cargado con motor sano con deslizamiento $s \approx 3,3\%$.

Lo que más puede influir en la poca estabilidad de estos valores en las tasas de distorsión de intensidad es el hecho de haberlas calculado para todo el espectro, mezclando la parte baja y de hasta muy altas frecuencias. Se ha realizado el mismo análisis sólo con frecuencias bajas (hasta el armónico 40) y en ese rango espectral las tasas no fluctúan tanto en sus valores no agregados (con motor roto, entre 1,7 y 1,9%, entre 1,75 y 1,93% y entre 2,3 y 2,8% para las tasas *THD*, *THDS* y *THDG*, respectivamente, halladas sólo para bajas frecuencias). También esta variación en las tasas puede ser debida a la normalización entre el armónico fundamental sin agregar (o bien entre el subgrupo y grupo fundamental para las tasas *THDS* y *THDG*, respectivamente) es decir, con su valor afectado por la fuga espectral, ruidos y otras modificaciones propias de la salida del convertidor. Al realizar la agregación se toman en el numerador los valores eficaces ya agregados, y también en el denominador se normaliza entre el valor eficaz del armónico fundamental con la agregación temporal disponible en ese momento, pero mucho más estable que el valor obtenido si se analiza sólo la ventana de muestreo presente en ese instante. Además, las tasas que normalizan entre valores del fundamental con interarmónicos, como ocurre con las tasas *THDS* y *THDG*, pueden presentar por ello menor precisión en sus valores, como se vio en los apartados 2.4.4 y 5.3.

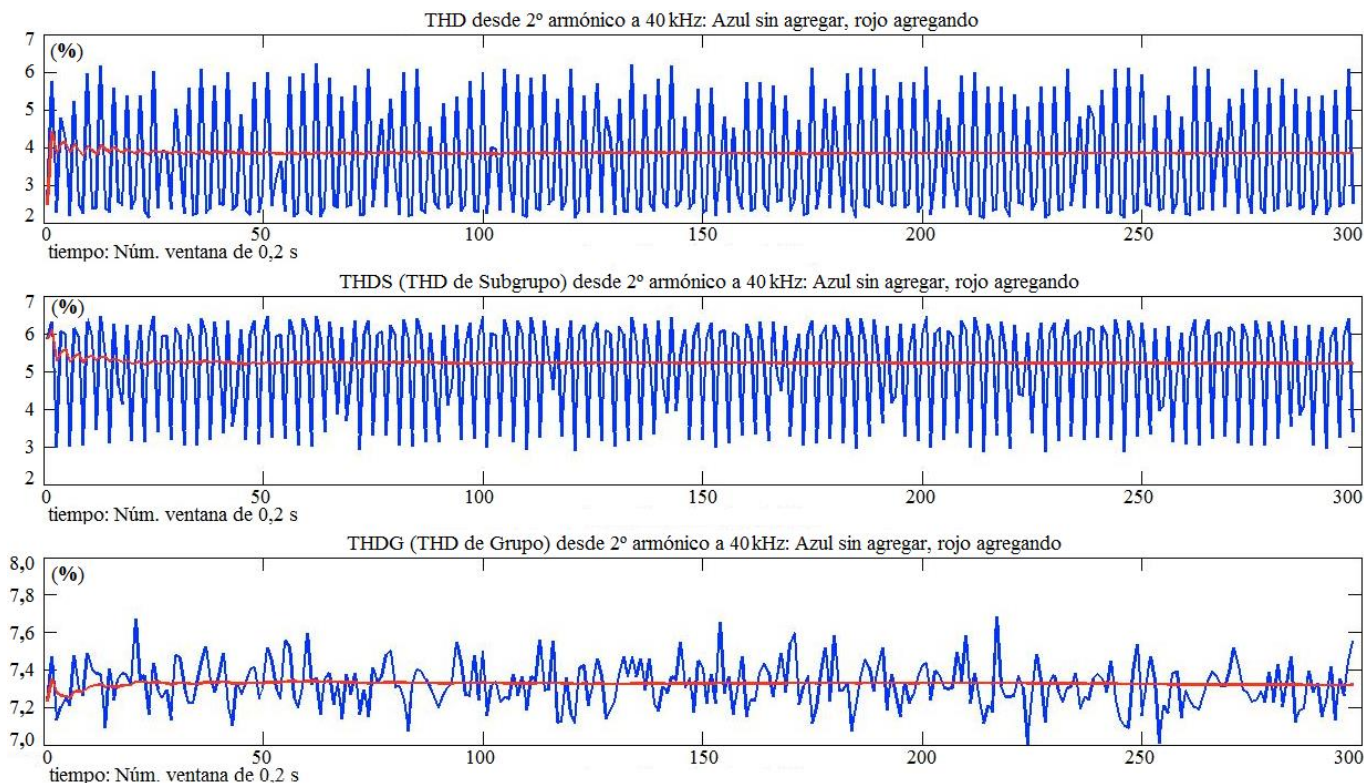


Figura 5.68 Tasas de distorsión armónica *THD*, *THDS* y *THDG* para señal de intensidad a la salida del variador de Allen Bradley usado en los ensayos, con control escalar, $f_c = 4$ kHz, $f_1 = 45$ Hz, y cargado con motor con barra rota con deslizamiento $s \approx 3,4\%$.

Otro efecto positivo de la agregación temporal es equalizar, no sólo los valores obtenidos en las sucesivas ventanas de muestreo de un mismo ensayo, sino comparando entre ensayos distintos. Por ejemplo, en la figura 5.69 se representan hasta diez ensayos distintos de una misma serie (eje horizontal), de los que se obtiene una *THDG* con hasta 45 agregaciones (o sea, 9 s, si se consideran ventanas de 0,2 s) que se muestran con líneas de distinto color. En la parte superior se muestran los valores no agregados. Por ejemplo, para el ensayo 4 se tienen valores de *THDG* entre 0,045 (un 4,5%) y 0,065 (un 6,5%); o para el ensayo 10 entre un 5% y un 7,25%, aproximadamente. Se observa que, comparando entre todos los ensayos, los valores obtenidos sin agregar van desde un 4,2% hasta casi un 7,5%. Si no hay agregación, el valor calculado depende de la ventana concreta de muestreo escogida, por lo que es igual de probable usar el 4,2% de la primera ventana de un 6° ensayo que el 7,5% de otra ventana del ensayo 10°. En la parte inferior de esta figura aparecen los resultados usando agregación temporal, con diferentes líneas-colores para cada punto en que nos encontremos de la agregación; y tendiendo a juntarse aquellas que se acercan al valor estable y definitivo que son las que acumulan mayor tiempo o número de ventanas agregadas. En este caso, las tasas halladas agregando, si se comparan todos los ensayos, ahora van desde un 5,25% hasta un 6,3%, teniendo en cuenta la última agregación, al alcanzar los 9 s, visible en la zona donde más se juntan las líneas. Si se escoge este tiempo, u otro mayor, como el deseado para finalizar nuestro análisis, el margen de oscilación de valores es mucho menor que usando los de una sola ventana sin agregar, y eso reduce también la incertidumbre de valores obtenidos por usar uno u otro ensayo.

Se ha visto entonces que el proceso de agrupamiento en frecuencia también tiende a equalizar los valores eficaces resultantes, que son más alisados aún tras la agregación temporal. La observación de la evolución de los valores eficaces con las diferentes y sucesivas

ventanas temporales y de su agregación acumulada en cada ventana, tiene al menos dos posibles aplicaciones, aparte de su estudio como tal: (i) el cálculo de un tiempo de agregación mínimo adecuado a cada ensayo o si es posible uno general para cada convertidor-motor-carga diferenciando si fuera necesario cada control (escalar/vectorial), frecuencia de conmutación, carga, etc.; (ii) observar si existen diferencias entre las gráficas tiempo_agregación – Valor eficaz de un motor sano y otro con algún tipo de defecto, y si esto puede dar lugar a nuevos parámetros basados en la evolución de la agregación o enventanado para tratar de detectar la avería. En el caso de los ensayos alimentando el motor mediante el variador de Allen Bradley con salida de 55 Hz, en el motor con barra de rotor rota se aprecia sobre todo en su tensión, aunque también en su intensidad, (y más en el fundamental, en el valor eficaz total, hallado aplicando el teorema de Parseval, e incluso en franjas de frecuencias que no contienen el fundamental, directamente al menos, como entre 3-5 kHz o el 5° armónico) una variación brusca de los valores eficaces aún no agregados cada aproximadamente 30s. Esto no se percibe de forma tan clara en las mismas medidas para motor sano. También, para algunas tasas de distorsión se han observado diferencias en la evolución de los valores obtenidos con motor sano y con motor con barra rota.

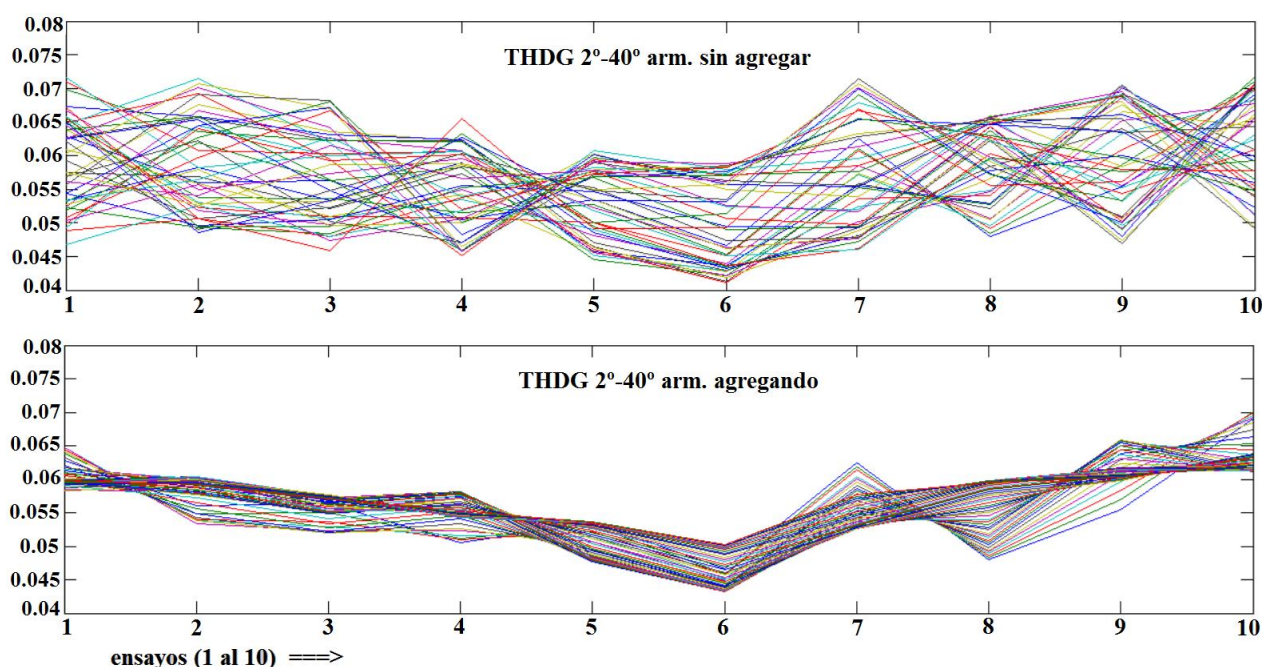


Figura 5.69 Comparación de resultados entre 10 ensayos repetidos, midiendo la tasa THDG para señal de intensidad a la salida del variador de Allen Bradley, con control escalar, $f_c = 4$ kHz, $f_1 = 50$ Hz, y cargado con motor roto con deslizamiento $s \approx 3,2\%$.

Se puede concluir que cada tiempo ideal de agregación es diferente para cada caso particular, dependiendo de las condiciones del ensayo analizado (motor y carga, tipo de fuente de alimentación y de control, etc.) e incluso del tipo de medida (armónico individual, grupos armónicos, tasas de distorsión, ...). Pero, al menos en los ensayos analizados en esta tesis, se cumple que con un tiempo de agregación de al menos unos 10 s la mayoría de medidas presentan unos valores mucho más estables que si sólo se considerara un tiempo de 3 s, como el que se indica en la normativa para medidas en la red eléctrica en ambientes industriales; o el caso contrario de una excesiva duración (como los 10 minutos que también señala la normativa, para medidas más en ámbitos domésticos) que no fuera compatible con la naturaleza de las señales de los ensayos con medidas en la salida de los variadores.

5.5.- Validación del algoritmo de medida.

Para verificar el correcto desempeño del sistema de medida propuesto, tanto en la parte hardware del sistema de acondicionamiento y adquisición de datos, como en la parte software de algoritmo de tratamiento de esa información, es necesario realizar una serie de comprobaciones.

En primer lugar, se realiza el análisis de una señal sintética que abarque todas y cada una de las posibles frecuencias del espectro, es decir todas aquellas desde 0 hasta los 20 kHz que se van a usar, separadas 5 Hz. Con esta señal compuesta se realizan todos los cálculos mediante *Matlab* de agrupaciones frecuenciales (grupos y subgrupos, armónicos e interarmónicos) usando el algoritmo desarrollado y que se desea verificar, para a continuación repetir estos cálculos usando otro *software* y comparando ambos resultados. Aunque la señal simulada parezca excesivamente compleja, en realidad no produce ningún problema relacionado con las limitaciones de la DFT: al ser todas las frecuencias simuladas sincrónicas con la resolución, ($1/tw = 5$ Hz), no se produce ninguna fuga espectral, y por ello la agregación temporal no aporta mejora alguna; por lo que este último concepto debe ser comprobado a continuación con señales que tengan problemas de sincronismo y que se parezcan más a casos reales existentes en la industria y en la red eléctrica.

Por ello, después se retomarán los ejemplos del apartado 5.4.2, con las mismas señales propuestas en el anexo-C de la norma IEC 61000-4-7, como referencia para comprobar el correcto desempeño del algoritmo de medida desarrollado en esta tesis. Pero estos ejemplos, tal como aparecen en el citado anexo de la norma, no pueden ser utilizados directamente como señal de entrada al algoritmo, ya que es necesario añadir un armónico fundamental, de por ejemplo 50Hz, para a continuación filtrarlo y usarlo para, mediante detección de cruces por cero, tener una referencia para inventanar con los $tw = 0.2s$ reales medidos en la propia señal. Para ello, ahora se repiten estos ejemplos añadiendo dicho fundamental al resto de componentes ya descritos en cada ejemplo, adaptando de este modo estos ejemplos a un caso más real y parecido a las señales eléctricas usadas en los ensayos del capítulo siguiente.

En un paso posterior, el algoritmo se verifica también con señales reales analizadas también con un medidor comercial homologado, concretamente el analizador de calidad de energía eléctrica *Fluke 434*. Este medidor permite establecer una comparación más fiable, aunque no completa, ya que este instrumento no dispone de las medidas sobre todos los parámetros y tasas que se usarán en el capítulo 6 para los ensayos de esta tesis, además de disponer de un menor ancho de banda y diferente tasa de muestreo; pero al menos proporcionará una comparación más cercana con las medidas reales de parámetros de calidad de la energía usados en la actualidad.

En las primeras comprobaciones del algoritmo desarrollado, usando simulaciones y señales sintéticas, no se verifica aún la parte hardware del sistema (sondas Hall, tarjeta de adquisición y conexiones con el sistema variador-motor-freno). La comprobación más completa de todo el sistema de medida y análisis se realizará en el último paso, mediante la comparación con las medidas realizadas mediante el medidor comercial *Fluke*.

5.5.1.- Simulación funcional y comparación con hoja de cálculo.

La primera de las comprobaciones que se han hecho del sistema de medida desarrollado, concretamente de la parte del algoritmo de análisis, ha sido una simulación funcional con una señal sintética compuesta por todos los armónicos e interarmónicos posibles entre 0 y 20 kHz, coincidentes con todas las barras espectrales de 5 Hz, y con diferentes amplitudes y fases entre todos ellos, de modo que los valores obtenidos en todas las agrupaciones frecuenciales han sido diferentes, evitando de este modo ambigüedades a la hora de diferenciar cada resultado. No se verifican realmente aún las agregaciones temporales, dado que en esta simulación no se producen fugas espectrales y la señal es estacionaria, por lo que en una sola ventana de $t_w = 0,2$ s cabe un número entero de todos los periodos de las frecuencias presentes en la señal y no es necesaria la agregación de más ventanas. Pese a ello, los valores obtenidos al simular esta señal usando el algoritmo desarrollado en *Matlab* han sido agregados en 15 ventanas de 0,2 s hasta completar un grupo de 3 s, comprobando que, en este caso, se obtienen los mismos resultados que con una sola ventana de 0,2 s. Los valores de grupos y subgrupos, armónicos e interarmónicos, fueron también generados mediante hoja de cálculo de *MS Excel* y comparados uno a uno con los mismos hallados con *Matlab*.

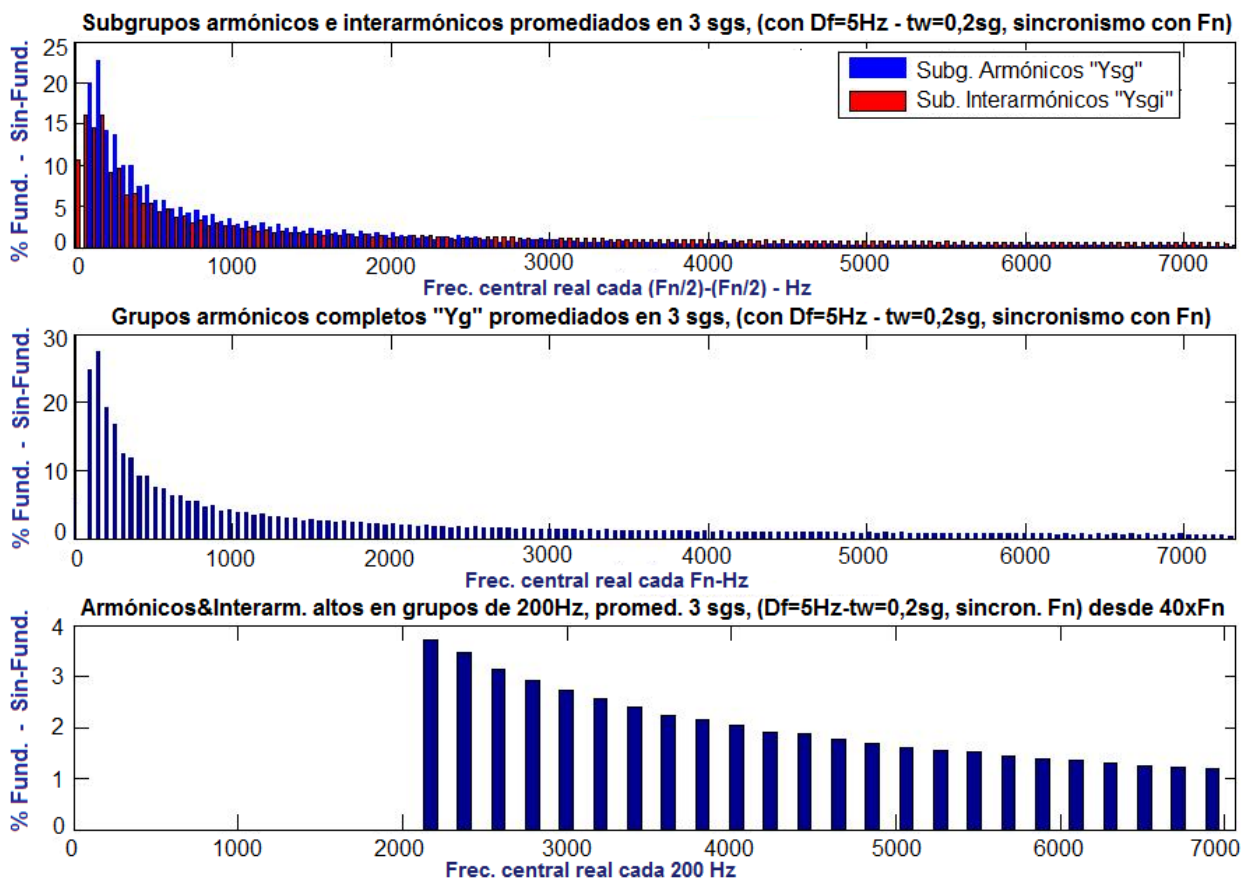


Figura 5.70 Análisis, mediante el algoritmo desarrollado en esta tesis, de una señal formada por componentes ubicadas en todas las barras espectrales separadas 5 Hz.

En la figura 5.70 se muestran parte de los resultados obtenidos mediante el algoritmo desarrollado en *Matlab*. Realmente los diferentes valores en todas las barras espectrales alcanzan hasta los 20 kHz, separadas 5 Hz, tanto de armónicos, grupos y subgrupos armónicos e interarmónicos, y agrupaciones de 200 Hz en 200 Hz (estas últimas para sólo a partir del

armónico 40). Se usa como frecuencia fundamental 50 Hz. En esa figura, obtenida mediante la interface gráfica desarrollada, se omite precisamente el valor de este armónico fundamental con objeto de mejorar el escalado del resto de frecuencias, y se ofrecen los valores normalizados o en porcentaje respecto al fundamental. Pese a la enorme cantidad de componentes frecuenciales distintas simuladas (4000 barras separadas 5 Hz hasta alcanzar una frecuencia superior de 20 kHz), sin embargo, no se apreciaron grandes errores por sincronismo debidos a la mezcla del fundamental con frecuencias tan cercanas como 35 Hz, 40, 45, 55 Hz, etc.; ya que el filtrado paso bajo digital que se realiza no es capaz de discriminar frecuencias tan cercanas a la principal de 50 Hz usada como referencia. El valor de la amplitud dada al fundamental es lo bastante grande como para no tener grandes errores por una mala sincronización de la ventana de adquisición (realmente la ventana básica tw usada es la cantidad más cercana a 0,2 s formada por un número entero de periodos del armónico fundamental, que se está detectando mediante sus cruces por cero).

Tabla 5.13 Resultados de las agrupaciones frecuenciales (subgrupo armónico SgH , interarmónico $SgIH$ y grupo armónico gH) realizadas usando una hoja de cálculo, a partir de la misma señal sintética analizada mediante *Matlab* (columna $data_specM'$).

h	k	f	data_specM'	Results_U1_SgH	Results_U1_SgIH	Results_U1_gH
0	0	0	14,9763	14,9763		14,9763
	1	5	14,1107			
	2	10	11,2838			
	3	15	8,4911			
	4	20	5,6962			
	5	25	2,8616		25,8547	
	6	30	5,6400			
	7	35	8,4162			
	8	40	11,2541			
	9	45	14,2197			
1	10	50	282,8543	284,6134		286,6804
	11	55	28,2134			
	12	60	22,6653			
	13	65	17,0143			
	14	70	11,3270			
	15	75	5,6497		43,4719	
	16	80	11,3035			
	17	85	16,9584			
	18	90	22,6060			
	19	95	28,2363			
2	20	100	47,2039	59,8275		71,9442
	21	105	23,5336			
	22	110	18,8260			
	23	115	14,1300			
	24	120	9,4333			
	25	125	4,7385		36,1768	
	26	130	9,4573			
	27	135	14,1453			
	28	140	18,8073			
	29	145	23,4327			
3	30	150	56,6736	67,5221		78,4495
	31	155	28,2532			

En la tabla 5.13 se aprecian con más claridad parte de los valores obtenidos mediante hoja de cálculo de *MS Excel*, a partir del fichero de datos creado usando la señal sintética generada y analizada mediante *Matlab* (columna $data_specM'$). Las columnas h , k y f indican el número

de armónico, de barra espectral y el correspondiente valor de la frecuencia para cada fila, respectivamente. En la columna *data_specM'* se muestra el valor eficaz de la barra espectral de cada fila, hallado en *Matlab* a partir de la misma señal sintética usada anteriormente. Y en la tabla 5.14 se muestran los valores hallados para los grupos de 200 Hz, correspondientes a la parte alta del espectro. Simplemente se han vuelto a repetir los cálculos hechos para las anteriores agrupaciones frecuenciales con *Matlab* (grupos y subgrupos, armónicos e interarmónicos, tanto de la parte de bajas frecuencias como de altas, y con agrupaciones de 200 Hz para estas últimas), usando ahora *MS Excel* para tratar de nuevo esta información.

Tabla 5.14 Resultados de grupos de 200 Hz de la parte alta del espectro (columna *Results_U1_HF*), usando la misma señal simulada anteriormente y el software *MS Excel*.

h	k	f	data_specM'	Results_U1_HF
42	420	2100	3,3958	10,6661
46	460	2300	2,9389	9,7292
50	500	2500	2,7703	9,0028
54	540	2700	2,6368	8,2778
58	580	2900	2,2816	7,7621
62	620	3100	2,3500	7,2421
66	660	3300	2,0393	6,7879
70	700	3500	1,9880	6,4516
74	740	3700	1,9510	6,0410
78	780	3900	1,6723	5,7852
82	820	4100	1,8070	5,4823
86	860	4300	1,5543	5,2105
90	900	4500	1,5484	5,0309
94	940	4700	1,5529	4,7524
98	980	4900	1,3093	4,6132
102	1020	5100	1,4743	4,4114
106	1060	5300	1,2494	4,2260
110	1100	5500	1,2672	4,1256
114	1140	5700	1,2936	3,9152
118	1180	5900	1,0668	3,8369
122	1220	6100	1,2491	3,6902
126	1260	6300	1,0414	3,5535
130	1300	6500	1,0708	3,4982
134	1340	6700	1,1103	3,3266
138	1380	6900	0,8947	3,2856
142	1420	7100	1,0861	3,1723
146	1460	7300	0,8889	3,0643
150	1500	7500	0,9269	3,0380
154	1540	7700	0,9747	2,8912
158	1580	7900	0,7640	2,8729
162	1620	8100	0,9631	2,7815
166	1660	8300	0,7744	2,6933
170	1700	8500	0,8146	2,6855
174	1740	8700	0,8690	2,5537
178	1780	8900	0,6671	2,5518
182	1820	9100	0,0051	0,8386

Lógicamente, al haber aplicado los mismos métodos de análisis y la misma señal sintética, todos los resultados hallados tanto con *Matlab* y con *MS Excel* son idénticos. Se trata tan sólo de una simulación funcional, desde el punto de vista de una primera comprobación para detectar errores a la hora de transcribir el algoritmo basado en la normativa al software *Matlab* elegido para su desarrollo.

5.5.2.- Verificación mediante análisis de señales sintéticas y adaptando ejemplos de la normativa.

Ahora se utilizarán de nuevo los ejemplos ya analizados en el apartado 5.4.2 que serán usados como referencia para verificar si ahora, al añadir un fundamental de mucha mayor amplitud que el resto de contenido armónico, y enventanar con el número entero de periodos de dicho fundamental más cercano a los 0,2 s de referencia marcados por la normativa, los resultados son parecidos a los obtenidos cuando se han empleado ventanas de exactamente ese valor, sin sincronizar con ningún armónico fundamental pero sí exactamente con todos los armónicos existentes en cada ejemplo. Debe haber, lógicamente, errores por una peor sincronización con este fundamental añadido, ya que lo normal es que éste absorba parte de la fuga espectral producida por cada uno de los interarmónicos que aparecen en los ejemplos (esto en el apartado 5.4.2 no influía, ya que la duración de cada ventana era forzada a ser exactamente de 0,2 s). Pero se conoce que en un sistema real la frecuencia del fundamental puede variar, dentro de una tolerancia, y es mejor detectar la verdadera frecuencia, aunque eso conlleve el error inherente al proceso de dicho sincronismo, independientemente del método utilizado, tal como ya se comentó en el capítulo 2.4.

Ejemplo C4-1-Bis. Armónicos e interarmónico de 178 Hz, más fundamental de 50 Hz.

La señal de este ejemplo contiene una componente de señalización de 178 Hz, con amplitud constante de valor eficaz 23 V, superpuesta a un tercer y un quinto armónico de 11,5 V cada uno; a los que además ahora se les añade un armónico fundamental de 50 Hz y 230 V eficaces. Además, la duración de la señal sintética obtenida se prolonga hasta al menos 3 s con objeto de poder agregar tiempos más cercanos a los propuestos en la normativa. La figura 5.71 muestra esta señal modificada, en la que destaca la gran amplitud del fundamental, junto con el tercer armónico en 150 Hz y la fuga espectral alrededor de 178 Hz que pueden afectar a la correcta detección de cruces por cero de la cercana componente fundamental en 50 Hz, sistema en el que se basa el mecanismo de sincronización del algoritmo de medida a verificar en esta tesis.

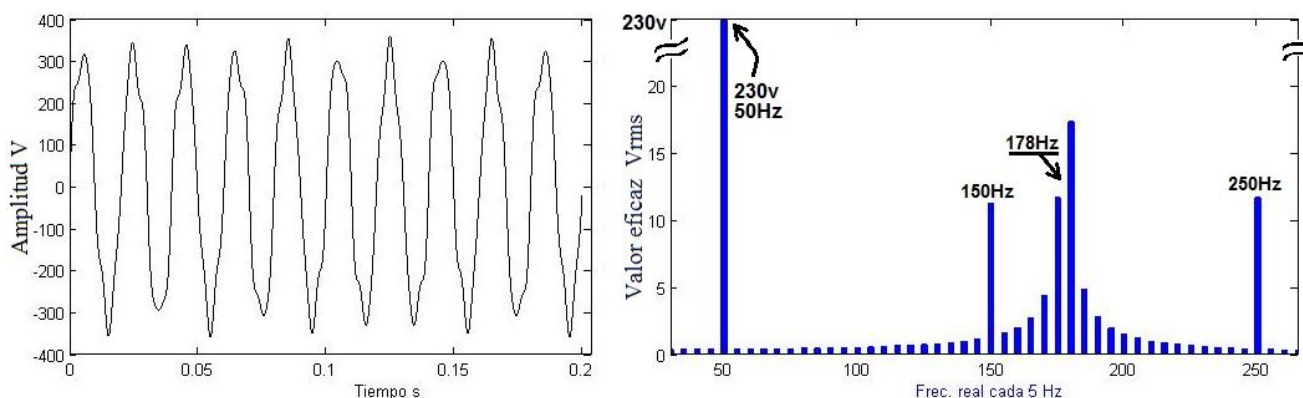


Figura 5.71 Señal de red (50 Hz) a la que se suma la señal de comunicación de 178 Hz con el 3° y 5° armónicos del Ejemplo C4-1: en el dominio temporal (izda.) y aplicando la DFT en una primera ventana de 0,2 s (drcha.)

En la parte izquierda de esta figura 5.71 se observa la señal considerada en el dominio del tiempo, adquirida durante una ventana rectangular de $tw = 0,2$ s, a la que se aplica la DFT con una resolución de 5 Hz y sin agregar en frecuencia ni en el tiempo (sólo analizando esta primera ventana de muestreo). En la parte derecha se aprecia la fuga espectral producida alrededor del interarmónico de 178 Hz que afecta a todo el espectro, sobre todo al cercano armónico de 150 Hz, y en menor medida al de 250 Hz y al fundamental de 50 Hz (que además es de mayor amplitud que el resto de componentes espectrales, incluida la fuga). Lógicamente, con una sola ventana de 0,2 s no pueden obtenerse los valores eficaces correctos, ya que, debido al interarmónico existente de 178 Hz se vio que la ventana adecuada era de 1 s; pero mediante varios análisis DFT en ventanas consecutivas de 0,2 s también se comprobó que podían obtenerse por fin los valores eficaces comunes correctos de todas las componentes armónicas, incluida la total o de todas las barras espectrales.

En la tabla 5.15 se muestran los valores eficaces comunes definitivos, tras realizar una agregación utilizando resultados parciales de 5 ventanas cortas sucesivas de 0,2 s. También se indica el error cometido por el algoritmo propuesto, sincronizando las muestras o ventanas de la señal analizada mediante la detección de cruces por cero del fundamental, mezclado éste con armónicos y fuga en un caso más real, en relación a los valores esperados que ya se obtuvieron en el apartado 5.4.2. En dicho apartado no se emplearon mecanismos de sincronización real con el verdadero fundamental, tomando siempre las ventanas tw de exactamente 0,2 s, con señales sintéticas idénticas a las propuestas en los ejemplos de la normativa, y parte de esos resultados se contrastaron con los aportados también en dicha normativa.

Tabla 5.15 Módulos obtenidos tras agregar temporalmente con la señal total (150, 178, 250 y 50 Hz), para diferentes agrupaciones frecuenciales, hallados tanto con la señal teórica, sin errores de sincronización, como usando el algoritmo desarrollado a verificar.

	Valores eficaces comunes, tras agregar en Tw/tw ventanas			
	En barra 30 (150 Hz)	En barra 50 (250 Hz)	$gIH3$ (155- 195 Hz)	V_{rms} TOTAL
Teóricos (apartado 5.4.2)	11,5675	11,5104	22,5222	231,7186
Prácticos (con sincronismo real)	11,5767	11,5042	22,5269	231,7186
Error	0,079 %	-0,054 %	0,021 %	0 %

En la tabla 5.16 se muestra la evolución, ventana a ventana, del valor eficaz de la señal total hallado considerando todo su espectro armónico (o también mediante la media cuadrática de sus valores temporales, tal como se indica en la relación de Parseval). Al hallar dicho valor eficaz usando tanto el dominio temporal como el frecuencial se verifica si, efectivamente, el espectro de potencia representa con precisión en estas circunstancias específicas (forma de enventanar y sincronizar, etc.) a la señal en el dominio del tiempo, tal como se precisa en el propio anexo-C de la normativa que se está empleando como referencia. En realidad, esta comprobación ha sido hecha para todos los ejemplos de este capítulo. Y en la misma tabla 5.16 se aprecia cómo al agregar dichos valores y al cabo de Tw/tw ventanas se obtiene el verdadero valor eficaz común a todas las ventanas (que puede comprobarse sin más que calcular la suma de todas las componentes armónicas: $\sqrt{230^2 + 11,5^2 + 23^2 + 11,5^2} = 231,7186$ Vrms; ya que al tratarse de una señal sintética se conocen previamente dichos valores). El periodo de repetición para obtener el valor eficaz común de la señal completa, conteniendo todas las barras espectrales, es el mismo que para cada grupo

individual de frecuencias, dado que sólo se ha considerado un interarmónico (178 Hz) causante de la fuga que afecta a todo el espectro.

Hay que notar que el valor eficaz común de la señal completa, con todas sus componentes espectrales, se obtiene de forma satisfactoria exactamente igual a su valor teórico, sin influir el mecanismo de sincronización con las ventanas cortas tw de adquisición; ya que se está sumando toda la energía de la señal, incluyendo la fuga, a lo largo del periodo ideal T_w que refleja el comportamiento completo de la señal analizada. En cualquier caso, los errores reflejados en la tabla 5.15 son mínimos debido a la gran amplitud de la componente fundamental y a la relativa lejanía del interarmónico productor de fuga causante del posible error de sincronismo. En el caso de señales reales, como las usadas en los ensayos del siguiente capítulo, existe un mayor nivel de ruido y, en el caso de las intensidades, una mayor cercanía de fuentes interarmónicas productoras de fugas. Por esto es preferible sincronizar usando siempre tensiones, cuyo armónico más cercano es el tercero con una magnitud similar a la del usado en este ejemplo, por lo que no se está tan alejado de la comparación con resultados completamente reales. Hay que reiterar que, en un caso real, dado que no se conoce la duración ideal de T_w para obtener este valor eficaz real, lo normal es que se sobrepase la ventana tw en la que se obtiene un múltiplo entero de T_w . Pero incluso en ese caso, el valor eficaz total agregado acumulado hasta ese instante va siendo cada vez más parecido al ideal obtenido en un múltiplo de T_w/tw ventanas, con un error en los valores agregados cada vez menor. Parece por ello adecuado aumentar el tiempo de agregación todo lo posible, pero no debe olvidarse que ello puede alterar las condiciones de los ensayos, provocando mayores calentamientos y una menor estabilidad en las medidas.

Tabla 5.16 Valor eficaz total de la señal usada para verificar el algoritmo propuesto (con 150, 178, 250 y 50 Hz) mostrando los resultados de cada ventana individual, en ambos dominios temporal y frecuencial, y de las agregaciones temporales acumuladas en cada momento.

Ventana:	Vrms TOTAL - Sin agregar (teorema de Parseval)			Vrms TOTAL	
	En el tiempo	En frecuencia	Error	Sin agregar	Agregando
tw1 (0,0-0,2s)	231,8671438594	231,8671438552	4,1900E-09	231,8671	231,8671
tw2 (0,2-0,4s)	231,5389752087	231,5389751972	1,1459E-08	231,5390	231,7031
tw3 (0,4-0,6s)	231,8668224958	231,8668224922	3,6260E-09	231,8668	231,7577
tw4 (0,6-0,8s)	231,6634621969	231,6634621959	1,0310E-09	231,6635	231,7341
tw5 (0,8-1,0s)	231,6564548225	231,6564548218	7,0600E-10	231,6565	231,7186
tw6 (1,0-1,2s)	231,8671438594	231,8671438552	4,1900E-09	231,8671	231,7434
tw7 (1,2-1,4s)	231,5389752087	231,5389751972	1,1459E-08	231,5390	231,7142
tw8 (1,4-1,6s)	231,8668224958	231,8668224922	3,6260E-09	231,8668	231,7333
tw9 (1,6-1,8s)	231,6634621969	231,6634621959	1,0310E-09	231,6635	231,7255
tw10 (1,8-2,0s)	231,6564548225	231,6564548218	7,0600E-10	231,6565	231,7186
tw11 (2,0-2,2s)	231,8671438594	231,8671438552	4,1890E-09	231,8671	231,7321
tw12 (2,2-2,4s)	231,5389752087	231,5389751972	1,1459E-08	231,5390	231,7160
tw13 (2,6-2,8s)

Aunque no se dispone de más datos de resultados-patrón indicados en los anexos de la normativa que nos permitan corroborar la corrección de dicha información, se ha visto que sí han coincidido todos aquellos que han sido facilitados en dicha norma. Otros resultados, no

indicados en la normativa, como los subgrupos y grupos armónicos e interarmónicos de la parte baja del espectro relacionados con la señal simulada en este ejemplo, y hallados usando el sistema desarrollado en esta tesis de medida y análisis, se muestran en la figura 5.72. En todos ellos se ha usado una agregación temporal de 3 s (múltiplo del periodo mínimo ideal, $T_w = 1$, de este ejemplo).

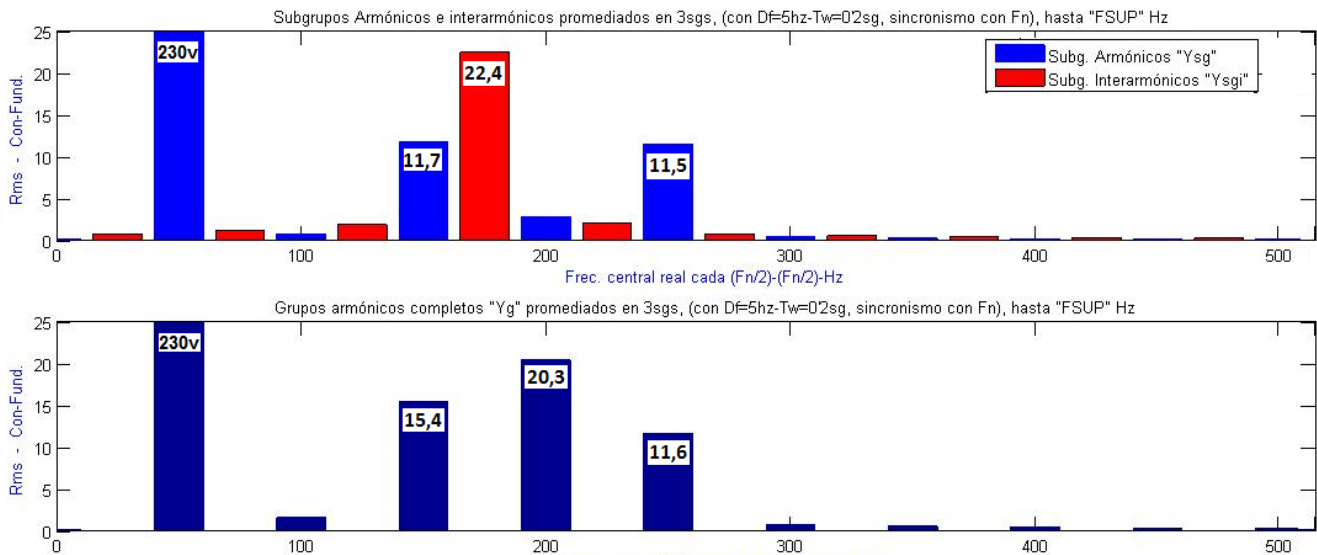


Figura 5.72 Resultados, usando el algoritmo desarrollado en esta tesis, de algunas agrupaciones frecuenciales y con agregación temporal, para la señal del ejemplo C4-1-Bis.

Ejemplo C4-2-Bis. Armónicos e interarmónico de 287 Hz, más fundamental de 50 Hz.

En este otro ejemplo, la señal está compuesta por un 5° armónico de 13,2 V y un 6° armónico de 10 V eficaces, con un interarmónico de 287 Hz y 9,8 V intercalado entre ellos, a los que ahora se les suma un armónico fundamental de 50 Hz y 230 Vrms de amplitud. Se prolonga hasta más de 3 s la duración de la señal sintética obtenida, con objeto de poder agregar mayor número de ventanas para alcanzar los valores eficaces comunes. La figura 5.73 muestra esta señal modificada, en la que destaca la gran amplitud del fundamental, junto con la fuga espectral alrededor de 287 Hz que puede afectar a la componente fundamental y por ello a la buena sincronización de las ventanas de adquisición.

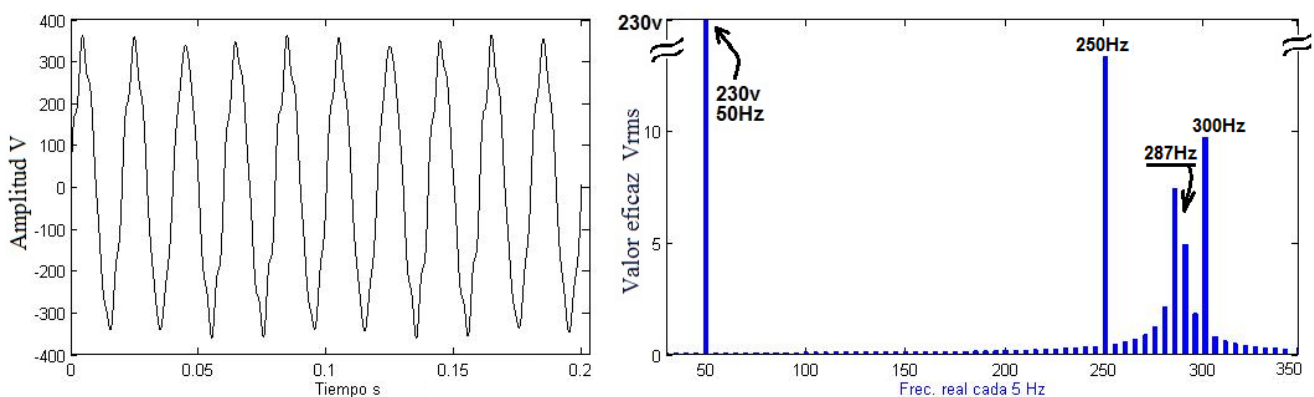


Figura 5.73 Señal de red (50 Hz) con Ejemplo C4-2 (5° y 6° armónicos e interarmónico de 287 Hz): en el tiempo (izda.) y tras aplicar DFT en una primera ventana de 0,2 s (dcha.)

Se analizan las sucesivas ventanas necesarias hasta alcanzar múltiplos del valor ideal $T_w = 1$ s, y con ello se obtienen los verdaderos valores eficaces comunes de las agrupaciones armónicas mostradas en la tabla 5.17. Este periodo ideal T_w es de nuevo de 1 s, ya que el armónico fundamental de 50 Hz añadido en este ejemplo no produce *leakage*, y por ello no cambia el ritmo de giro de la fuga ni el número de ventanas T_w/t_w necesario para poder calcular el valor eficaz común de todas las barras espectrales, haciendo además uso de la agregación temporal. En la misma tabla se indica el error cometido por el algoritmo desarrollado en relación a los valores teóricos ya obtenidos en el apartado 5.4.2.

Tabla 5.17 Módulos obtenidos tras agregar temporalmente la señal total (250, 287, 300 y 50 Hz), para diferentes agrupaciones frecuenciales, hallados tanto con la señal teórica, sin errores de sincronización, como usando el algoritmo a verificar.

	Valores eficaces comunes, tras agregar en T_w/t_w ventanas			
	En barra 50 (250 Hz)	En barra 60 (300 Hz)	$gIH5$ (255- 295 Hz)	V_{rms} TOTAL
Teóricos (apartado 5.4.2)	13,2061	10,0650	9,5213	230,8036
Prácticos (con sincronismo real)	13,2063	10,0630	9,5158	230,8036
Error	0,002 %	-0,019 %	-0,057 %	0 %

Se observa que los errores son menores que en el ejemplo anterior, en parte debido a la menor cantidad de fuga recibida por el fundamental (por la menor amplitud y mayor lejanía del interarmónico de 287 Hz respecto al de 178 Hz del anterior ejemplo). Además, en el ejemplo C4-1-Bis existía un armónico en 150 Hz, más cercano y difícil de atenuar completamente por el filtrado digital paso bajo usado para extraer la componente fundamental necesaria para sincronizar detectando sus cruces por cero. Sin embargo, el error al medir el quinto grupo interarmónico ha aumentado. La razón puede ser que al estar menos centrado 287 Hz respecto a las barras espectrales que abarca dicho grupo (de 255 a 295 Hz inclusive) que 178 Hz respecto a las de su grupo (155 a 195 Hz), desprende por ello mayor fuga fuera del $gIH5$. De nuevo el valor eficaz total teórico puede ser calculado simplemente con la suma cuadrática de las componentes existentes en la señal de este ejemplo: $\sqrt{230^2 + 13.2^2 + 9.8^2 + 10.0^2} = 230,803553$; y el valor eficaz total práctico mediante la media cuadrática de muestras temporales o suma cuadrática de barras espectrales (usando, como en el anterior ejemplo, la relación de Parseval para verificar este hecho), a las que además se les aplica la agregación temporal para que sea el valor eficaz común que coincide con el resultado correcto midiendo en una ventana ideal T_w .

Otros resultados hallados usando el sistema de medida desarrollado se muestran en la figura 5.74, tales como los subgrupos armónicos e interarmónicos, y los grupos armónicos, que cubren la zona de interés del espectro relacionada con el ejemplo C4-2-Bis analizado. En estos resultados se ha utilizado una agregación de 3 s (15 ventanas de 0,2 s) que cumple ser múltiplo de $T_w = 1$ s, además de ser uno de los valores propuestos en la normativa IEC 61000-4-30, por lo que permite hallar los valores eficaces correctos de cada agrupación. Puede observarse que los valores de los subgrupos armónicos son mayores o iguales a los de una sola barra espectral armónica, y éstos a su vez menores que los correspondientes grupos armónicos. El subgrupo interarmónico de orden 5, centrado en 275 Hz, es también algo menor que el grupo interarmónico del mismo orden, ya que este último cubre mayor rango de frecuencias.

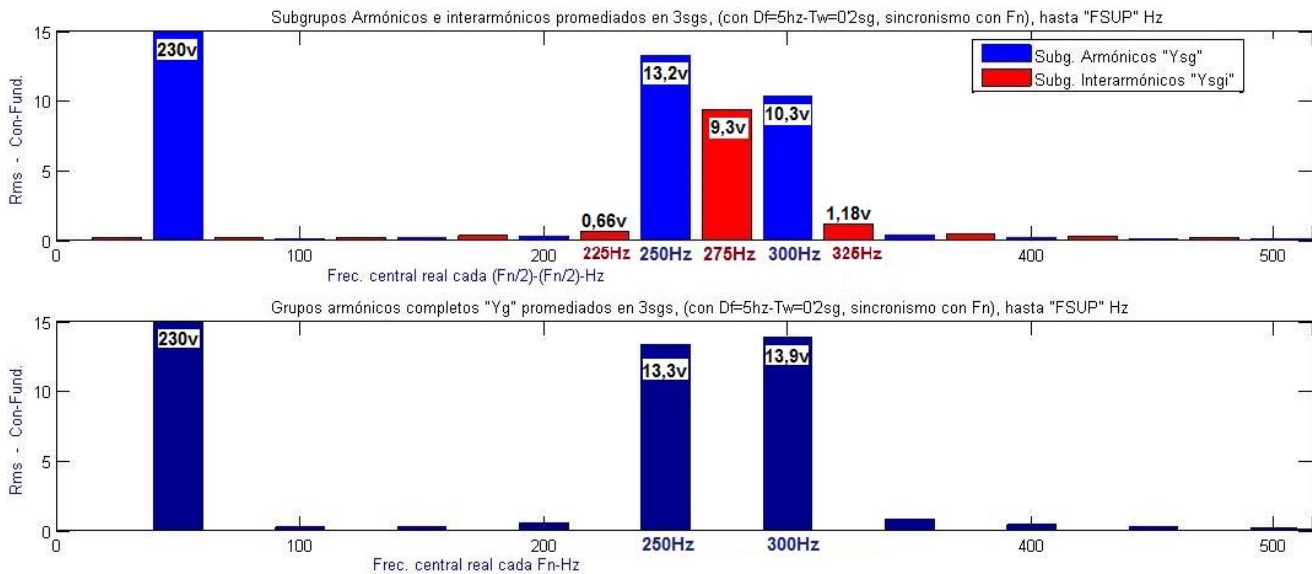


Figura 5.74 Resultados, usando el algoritmo desarrollado en esta tesis, de algunas agrupaciones frecuenciales y con agregación temporal, para la señal del ejemplo C4-2-Bis.

Ejemplo C4-3-Bis. Armónico modulado en amplitud e interarmónico en 287 Hz.

En este último ejemplo la señal contiene una frecuencia portadora de 250 Hz, con un valor eficaz de 10 V, y dos barras laterales a 245 y 255 Hz de 1 V cada una, consecuencia de una modulación de amplitud propia de señales de alimentación de motores con par de torsión variable, a la que se le suma otra señal de comunicación de 9,8 V y 287 Hz; y ahora además se les suma un armónico fundamental de 50 Hz y 230 Vrms de amplitud. La duración de la señal sintética obtenida se extiende hasta más de 3 s, con objeto de poder agregar mayor número de ventanas para alcanzar los valores eficaces comunes. La figura 5.75 muestra esta señal modificada, en la que destaca de nuevo la gran amplitud del fundamental, y la fuga espectral alrededor de 287 Hz que afecta sobre todo a las barras más próximas en las que exista otro contenido armónico (como las situadas en 245-255 Hz).

La nueva componente de 50 Hz (respecto al ejemplo C4-3) no afecta a la fuga ni al tamaño de la ventana ideal que sigue siendo de $T_w = 1$ s. Por tanto, se analizan las sucesivas ventanas necesarias hasta alcanzar múltiplos de este valor ideal $T_w = 1$ s, del mismo modo a como se hizo para ejemplos anteriores, y con ello se obtienen los verdaderos valores eficaces comunes de las agrupaciones armónicas mostradas en la tabla 5.18. En la misma tabla se indica el error cometido por el algoritmo propuesto en relación a los valores teóricos esperados que ya se obtuvieron en el apartado 5.4.2. El valor eficaz total teórico puede obtenerse sin más que hallar: $\sqrt{1^2 + 10^2 + 1^2 + 9,8^2 + 230^2} = 230,430119559$ Vrms.

Nótese que la fuga que se produce en este ejemplo es exactamente igual, en cada una de las barras de todo el espectro de frecuencia, que en los ejemplos C4-3 y C4-2, ya que el único interarmónico generador de fuga ha sido siempre el mismo, situado en 287 Hz y con la misma amplitud de 9,8 V en todos estos ejemplos (y sin olvidar que también con la misma resolución en frecuencia o ventana de muestreo, ya que la situación relativa del interarmónico respecto a

las barras espectrales más próximas influye mucho en los valores de dicha fuga). Por lo demás, la diferencia entre estos ejemplos han sido las componentes con un comportamiento armónico (de cara a ser múltiplos de la frecuencia básica de 5 Hz), y por ello no productores sino receptores de fuga. El hecho de tener uno o varios armónicos absorbiendo fuga espectral, no cambia nada la propagación de ésta hacia todas y cada una de las barras a lo ancho de todo el espectro de frecuencia; es como si los armónicos fueran «transparentes» al paso o propagación de dicha fuga desde el interarmónico donde se produjo.

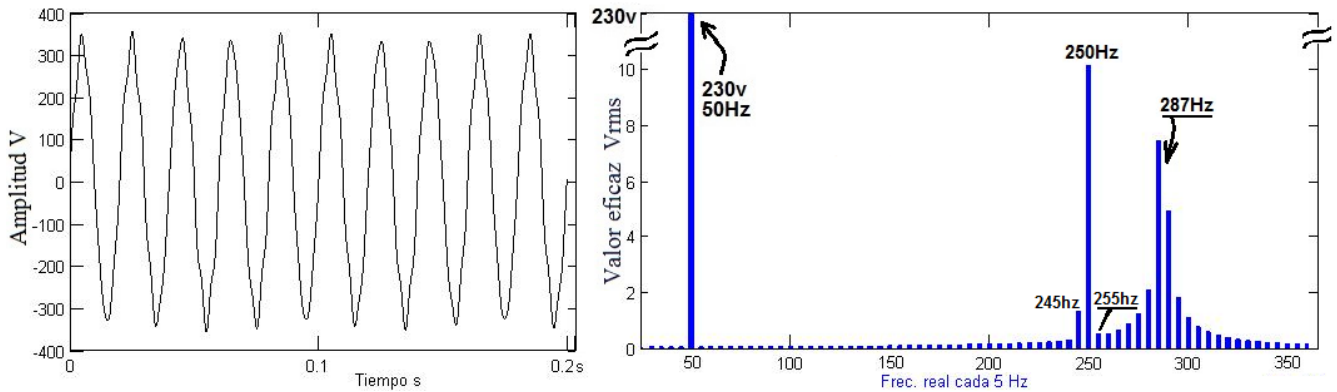


Figura 5.75 Señal de red (50 Hz) con Ejemplo C4-3 (armónico 5° modulado e interarmónico de 287 Hz): en tiempo (izda.) y al aplicar DFT en una 1ª ventana de 0,2 s (drcha.)

Tabla 5.18 Módulos obtenidos tras agregar temporalmente la señal total (245, 250, 255 287 y 50 Hz), para diferentes agrupaciones frecuenciales, hallados tanto con la señal teórica, sin errores de sincronización, como usando el algoritmo a verificar.

	Valores eficaces comunes, tras agregar en T_w/t_w ventanas						
	En barra 49 (245 Hz)	En barra 50 (250 Hz)	En barra 51 (255 Hz)	$SgH5$ (245- 255 Hz)	$gIH5$ (255- 295 Hz)	$SgIH5$ (260- 290 Hz)	V_{rms} TOTAL
Teóricos (apart. 5.4.2)	1,0609042 87385514	10,008071 493140303	1,1025578 34380592	10,124359 075860285	9,5736833 41667316	9,3274314 23104290	230,4301
Prácticos (sincro. real)	1,0609042 87385518	10,008071 493140287	1,1025578 34380567	10,124359 075860268	9,5736833 41667310	9,3274314 23104292	230,4301
Error	3,7e-13%	-1,6e-13%	-2,3e-12%	-1,7e-13%	-6,3e-14%	2,1e-14%	0 %

Pese a recibir la misma fuga que en el ejemplo C4-2-Bis (ambos tienen el mismo interarmónico), los errores con este ejemplo C4-3-Bis son prácticamente nulos, debido a que ahora no existe el 6° armónico, además de ser más débil la amplitud del 5°. La detección de cruces por cero no sólo se ve afectada por la fuga recibida por el armónico fundamental, sino también por cualquier otro armónico que se suma a éste y desplace por ello los verdaderos puntos donde debe valer cero la frecuencia principal de 50 Hz usada como referencia. Para minimizar este efecto, en el algoritmo desarrollado en esta tesis el armónico fundamental de tensión es filtrado digitalmente con objeto de reducir el efecto del resto de frecuencias más altas en el proceso de detección de cruces por cero del fundamental, como ya se vio en el apartado 5.2.

Otros resultados hallados mediante el sistema de medida desarrollado se muestran en la figura 5.76, tales como los subgrupos armónicos e interarmónicos, y los grupos armónicos, que cubren la zona de interés alrededor de 250 y 287 Hz. Puede apreciarse, si se comparan las figuras 5.74 y 5.76, que las medidas que engloban contenido armónico, como los subgrupos y grupos armónicos, han cambiado su valor respecto a los del caso anterior C4-2-Bis, no ocurriendo así por ejemplo con el subgrupo interarmónico 5° (que mide entre 260 y 290 Hz, con un valor eficaz común de unos 9,3 V), ya que en este subgrupo *SgIH5* sólo aparece fuga espectral generada por el interarmónico de 287 V, común en ambos ejemplos.

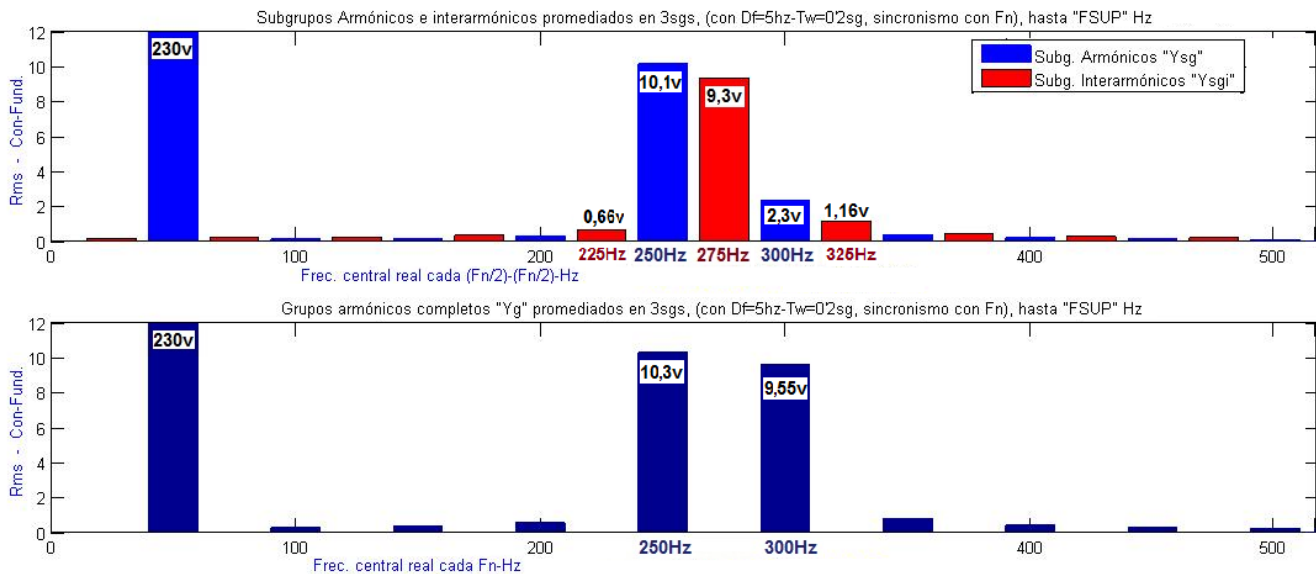


Figura 5.76 Resultados, usando el algoritmo desarrollado en esta tesis, de algunas agrupaciones frecuenciales y con agregación temporal, para la señal del ejemplo C4-3-Bis.

5.5.3.- Validación mediante comparación con medidas reales realizadas mediante analizador de redes comercial.

En este último paso finalmente se analizan señales eléctricas obtenidas a partir de ensayos reales, usando tanto el sistema de medida y análisis desarrollado como también un medidor comercial homologado, concretamente el analizador de calidad de energía eléctrica *Fluke 434*; de modo que podrán compararse una parte de nuestros resultados con los de un equipo ya verificado.

Los medidores comerciales de calidad de red eléctrica registran perturbaciones en la red eléctrica (eventos y variaciones, entre las que se incluyen los armónicos). Miden cumpliendo las normativas internacionales, en concreto el *Fluke 434* cumple las mismas normativas en las que se basa esta tesis (IEC 61000-4-7 y 61000-4-30, con precisión de clase-S). Como el resto de medidores comerciales, el *Fluke 434* está orientado a mediciones en el lado de la red eléctrica más que a la salida de un variador de frecuencia. Por ello presenta algunas limitaciones: inflexibilidad del valor de frecuencia fundamental, tomando siempre el de la red eléctrica a la entrada del convertidor (50 o bien 60 Hz) y no considerando las frecuencias que permite obtener éste a su salida; limitación de los valores máximos de las frecuencias (no cubren contenido armónico completo de los convertidores, sólo hasta el armónico 50, es decir

hasta como máximo 3000 Hz para el caso de seleccionar 60 Hz como fundamental). Otras limitaciones pueden ser su rigidez a la hora de realizar las agrupaciones tanto espectrales como temporales (sólo permite medir grupos armónicos o bien subgrupos armónicos e interarmónicos, y la única tasa de distorsión que calcula es la tradicional *THD*), etc.

Otra característica de este modelo *Fluke 434* es que las lecturas pueden mostrarse como porcentaje del fundamental, como porcentaje de todos los armónicos combinados (valor *rms*) o como valor *rms*. Los resultados se pueden visualizar en pantallas de gráfico de barras, de multímetro o en pantallas de tendencias. Permite la medida de potencias, de desequilibrios (utilizando el método de los componentes simétricos), de eventos y transitorios como cambios bruscos en la tensión e intensidad (en este caso se pueden registrar durante horas), permite trabajar en modo supervisor de la calidad de la energía eléctrica (en ese caso, los límites o tolerancias son configurables, pero por defecto cumplen la norma de calidad de la energía eléctrica EN 50160), etc. También puede conectarse a PC vía *usb* y ser manejado de forma remota, o incluso transferirle la información capturada para poder trabajar con el instrumento de forma virtual desde el ordenador sin tener que contar con él físicamente.

Este medidor permite pues establecer una comparación más fiable dada su homologación y el indudable prestigio de su fabricante *Fluke*, aunque no completa, ya que este instrumento no dispone de las medidas sobre todos los parámetros y tasas que se emplearán en el capítulo 6 para los ensayos de esta tesis, muchos de ellos de diseño propio, además de disponer de un menor ancho de banda y diferente tasa de muestreo; pero al menos proporcionará una comparación más cercana con las medidas reales de parámetros de calidad de la energía mediante un equipo medidor diseñado específicamente para ello.

Por otra parte ha sido imposible realizar exactamente las mismas mediciones en ambos sistemas, el que estamos verificando y el medidor ya homologado, debido a: no poder iniciar las ventanas de adquisición en los mismos instantes al carecer el *Fluke 434* de alguna señal de disparo para poder así sincronizar medidas con otros equipos; no tener las mismas frecuencias de muestreo (la empleada es claramente superior, al ser la de una tarjeta de National Instruments de gran calidad y de uso más general); emplear seguramente diferentes sistemas de sincronización para el inventariado (nosotros utilizamos detección de cruces por cero del fundamental, del *Fluke* sólo dan a entender que usa *PLLs*); usar diferentes algoritmos FFT para el cálculo de los valores eficaces de cada barra espectral, etc. Por ello, pese a usar las mismas señales de ensayos comunes, su tratamiento no ha podido ser exactamente el mismo. No obstante, el *Fluke 434* sí dispone de conexión USB a ordenador y un software de desarrollo *FlukeView Power Quality Analyzer* que permite, entre otras opciones, la emulación del instrumento, transferir los archivos con la información tratada por el medidor *Fluke* para así poder observarlos con mayor detalle y compararlos con los obtenidos mediante el sistema desarrollado y *Matlab* en un computador. Así, en la tabla 5.19 se muestran parte de estos resultados, para medidas sobre una señal de tensión fase-neutro de un ensayo con un motor de WEG de 1 CV, cargado con un freno magnético con su par ajustado al 50 %, y excitado por un convertidor ABB ACS355 de 7,5 kW, cuya frecuencia de salida es ajustada a 60 Hz (para poder ser medida con el instrumento *Fluke 434* usado para validar las medidas).

Se indican las frecuencias centrales y a su derecha los valores hallados de sus correspondientes subgrupos armónicos (para múltiplos de la frecuencia fundamental elegida de 60 Hz) o bien subgrupos centrados de interarmónicos (para frecuencias intermedias a las anteriores, es decir múltiplos de 30 Hz en este caso). Se han señalado en negrilla algunos de los valores más significativos. También puede seleccionarse visualizar grupos armónicos,

pero el *Fluke* no genera grupos interarmónicos, ni tasas de distorsión de grupo ni subgrupo (ni por supuesto las definidas por otros autores que no estén contempladas en la normativa).

Tabla 5.19 Comparación de resultados entre medidor *Fluke* 434 y el sistema de medida y análisis desarrollado y basado en *Matlab*, para ensayo con variador ABB-ACS355, midiendo el valor eficaz de tensión de fase, con $f_1 = 60$ Hz, $f_c = 4$ kHz y motor cargado con freno al 50%.

Frecuencia	V _{rms} con Fluke:	Con Matlab:	Frecuencia	V _{rms} con Fluke:	Con Matlab:
0,00E+00	3,97E-01	3,34E+00	1,20E+03	7,78E-01	7,88E-01
3,00E+01	3,33E-01	5,01E-01	1,23E+03	1,99E+00	1,98E+00
6,00E+01	2,38E+02	2,43E+02	1,26E+03	2,27E-01	4,91E-01
9,00E+01	1,15E+00	3,72E-01	1,29E+03	6,92E-01	6,81E-01
1,20E+02	8,68E-01	2,45E-01
1,50E+02	8,02E-01	9,48E-01	1,38E+03	1,01E+00	1,25E+00
1,80E+02	4,15E+00	4,16E+00	1,41E+03	8,71E-01	6,21E-01
2,10E+02	6,82E-01	6,38E-01
2,40E+02	5,08E-01	6,98E-01	2,04E+03	4,46E-01	3,25E-01
2,70E+02	9,14E-01	6,45E-01	2,07E+03	1,40E+00	1,19E+00
3,00E+02	1,48E+00	1,66E+00	2,10E+03	6,05E-01	5,46E-01
3,30E+02	7,65E-01	4,94E-01	2,13E+03	1,04E+00	6,19E-01
3,60E+02	8,08E-01	7,00E-01	2,16E+03	3,78E-01	2,49E-01
3,90E+02	4,35E-01	6,34E-01	2,19E+03	1,14E+00	1,24E+00
4,20E+02	6,34E-01	8,17E-01	2,22E+03	7,63E-01	6,76E-01
4,50E+02	7,23E-01	6,03E-01	2,25E+03	1,24E+00	6,26E-01
...
6,30E+02	7,72E-01	7,67E-01	2,70E+03	4,40E-01	3,84E-01
6,60E+02	1,02E+00	1,36E+00	2,73E+03	1,55E+00	1,31E+00
6,90E+02	6,45E-01	4,24E-01	2,76E+03	8,54E-01	4,51E-01
7,20E+02	3,27E-01	3,17E-01	2,79E+03	1,08E+00	1,42E+00
7,50E+02	8,42E-01	7,39E-01	2,82E+03	6,00E-01	5,12E-01
7,80E+02	1,46E+00	1,39E+00	2,85E+03	1,10E+00	1,32E+00
8,10E+02	6,80E-01	6,60E-01	2,88E+03	6,17E-01	5,93E-01
8,40E+02	3,69E-01	2,95E-01	2,91E+03	2,16E+00	1,85E+00
...	2,94E+03	3,07E-01	4,15E-01
1,14E+03	6,71E-01	6,86E-01	2,97E+03	9,08E-01	9,92E-01
1,17E+03	6,86E-01	5,02E-01	3,00E+03	4,69E-01	3,89E-01
THD:	2,7 %	2,46 %			

Para poder comparar ambos instrumentos, el comercial *Fluke* y el que estamos verificando basado en tarjeta de adquisición y ordenador personal, se han realizado ensayos con frecuencias únicamente de 50 y de 60 Hz (las únicas admitidas por el *Fluke*), y se ha medido a la salida del variador, cuando el *Fluke* es un instrumento medidor de calidad de la red, precisamente a la entrada del variador, con una señal de tensión más senoidal y no pulsante como la generada por los convertidores. El tiempo de agregación del *Fluke* es siempre de 3 s (también puede configurarse para medir sin agregación temporal, con una sola ventana de 0,2 s, si así se desea, pero no admite más variantes), por lo que en el algoritmo desarrollado se ha programado también una agregación de 15 ventanas cortas de 0,2 s, para una mejor comparación.

El motor ha sido conectado en estrella, con el neutro unido tanto al de la tarjeta de adquisición como al neutro del *Fluke* (pero nunca al neutro de la red eléctrica de suministro, al otro lado del variador) y a su vez a la toma de tierra de dicho instrumento y del edificio. Para una tensión fase-fase eficaz medida mediante voltímetro de 415 V, lo lógico es que el fundamental, medido de fase a neutro, dé en torno a unos $415/\sqrt{3} \approx 240$ V, como así ha sido si se observa la anterior tabla para 60 Hz. El valor de la tasa de distorsión *THD* medida por el *Fluke* es del 2,7 % (sólo la calcula para tensión), abarcando hasta el armónico 50. En el instrumento de medida desarrollado la hemos hallado hasta el armónico 40, por lo que nos sale algo inferior, de unos 2,5 %. Sin embargo, calculándola mediante el sistema desarrollado hasta el armónico 666 (ya en una parte muy alta del espectro, con predominio de interarmónicos alrededor de los múltiplos de la frecuencia de conmutación del convertidor) la *THD* total es mayor, hasta un 12,14%. Esto da una idea de la fuerte distorsión presente en la parte alta del espectro de la tensión de salida de un variador, frente a las señales que habitualmente mide el *Fluke*, propias de la red eléctrica a la entrada del mismo variador y con un mucho menor contenido armónico en la zona alta. Por descontado, tampoco instrumentos como el *Fluke 434* miden señales cuyos fundamentales sean distintos de 50 o 60 Hz, ni calculan tasas de distorsión con interarmónicos, ni de la parte de altas frecuencias, ni tampoco tasas para zonas parciales o concretas del espectro, como las que se usarán para medir especialmente el tipo de señales presentes a la salida de los variadores.

La tabla 5.20 muestra los resultados conectando ahora en estrella un motor ABB de 3 CV directamente a red, con una frecuencia de 50 Hz, cargado con 2,4 A por fase y con una tensión de fase de 230 V. Del mismo modo que antes, se comparan las medidas efectuadas con los dos instrumentos. Se han resaltado con negrilla de nuevo los valores más característicos. En este caso la *THD* calculada por el equipo de *Fluke* muestra justo un 4,0% de distorsión, y nuestro sistema desarrollado calcula un *THD* de 3,9582 %. Midiendo hasta el armónico 800, se obtiene un *THD* de 3,9596 %, sólo un poco mayor, lo que refleja la relativa limpieza de la parte alta del espectro de tensión cuando se alimenta desde red. El *Fluke* no halla la *THD* de la intensidad, pero el sistema propuesto, para la misma fase, da una *THD* de intensidad de 4,8 %, sin mostrar tampoco grandes cambios si se calcula hasta frecuencias muy altas.

Obsérvese que, al igual que en el otro ensayo mostrado en la tabla 5.19, la componente continua medida con este sistema no es muy fiable ni merece la pena interpretarla más que como la suma de errores por *offsets* de las tarjetas de acondicionamiento y de adquisición previas al tratamiento de dicha información por el software *Matlab*.

Se han realizado otros ensayos tanto con el variador de ABB como desde red, con baja y alta carga, midiendo simultáneamente con el instrumento de *Fluke* y el sistema desarrollado, y en todos los casos los resultados han resultado similares, dentro del margen que puede haber entre dos medidas que no son realmente simultáneas ni tienen exactamente los mismos parámetros de adquisición, muestreo ni resolución de sus convertidores de datos.

Tabla 5.20 Comparación de resultados entre medidor *Fluke 434* y el sistema de medida y análisis desarrollado y basado en *Matlab*, para un ensayo alimentando directamente desde red, medida de valores eficaces de tensión de fase (tabla izda.) e intensidad de línea (tabla derecha), con $f_1 = 50$ Hz y motor ABB de 3 CV cargado con 2,4 A.

Frecuencia	V_{rms} con Fluke:	Con Matlab:	Frecuencia	I_{rms} con Fluke:	Con Matlab:
0,00E+00	4,54E-02	2,13E+00	0,00E+00	3,01E-03	3,04E-02
2,50E+01	8,39E-02	6,41E-02	2,50E+01	6,72E-03	7,27E-03
5,00E+01	2,30E+02	2,33E+02	5,00E+01	2,46E+00	2,42E+00
7,50E+01	1,12E-01	8,92E-02	7,50E+01	8,41E-03	6,28E-03
1,00E+02	3,88E-02	4,68E-02	1,00E+02	2,46E-03	3,43E-03
1,25E+02	6,62E-02	5,27E-02	1,25E+02	3,69E-03	2,90E-03
1,50E+02	7,69E+00	8,10E+00	1,50E+02	1,19E-02	1,15E-02
1,75E+02	4,61E-02	3,91E-02	1,75E+02	1,69E-03	1,16E-03
2,00E+02	8,84E-02	7,93E-02	2,00E+02	4,46E-03	3,23E-03
2,25E+02	5,96E-02	4,10E-02	2,25E+02	1,70E-03	9,70E-04
2,50E+02	6,49E-01	8,49E-01	2,50E+02	1,52E-02	1,58E-02
2,75E+02	4,02E-02	4,63E-02	2,75E+02	1,10E-03	8,20E-04
3,00E+02	3,63E-02	4,67E-02	3,00E+02	2,01E-03	1,41E-03
3,25E+02	3,36E-02	3,02E-02	3,25E+02	7,08E-04	9,23E-04
3,50E+02	4,55E+00	4,73E+00	3,50E+02	1,18E-01	1,13E-01
3,75E+02	5,06E-02	4,80E-02	3,75E+02	1,27E-03	9,39E-04
4,00E+02	2,34E-02	3,07E-02	4,00E+02	3,69E-04	4,47E-04
4,25E+02	2,80E-02	1,89E-02	4,25E+02	8,51E-04	6,96E-04
4,50E+02	7,78E-01	8,48E-01	4,50E+02	8,37E-03	8,27E-03
4,75E+02	2,05E-02	1,76E-02	4,75E+02	5,58E-04	4,52E-04
5,00E+02	2,83E-02	2,75E-02	5,00E+02	6,27E-04	5,38E-04
5,25E+02	1,63E-02	1,23E-02	5,25E+02	6,58E-04	6,15E-04
5,50E+02	2,07E-01	2,45E-01	5,50E+02	3,08E-03	3,18E-03
5,75E+02	1,27E-02	1,19E-02	5,75E+02	4,52E-04	4,75E-04
6,00E+02	2,86E-02	2,69E-02	6,00E+02	6,79E-04	5,72E-04
6,25E+02	1,50E-02	1,30E-02	6,25E+02	4,08E-04	3,74E-04
6,50E+02	2,19E-01	2,42E-01	6,50E+02	3,22E-03	3,25E-03
6,75E+02	2,47E-02	2,08E-02	6,75E+02	6,77E-04	4,57E-04
...
T.H.D:	4,0 %	3,96 %			

5.6.- Resumen del sistema de medida y de la metodología general desarrollada.

En este capítulo se ha descrito y verificado el sistema de medida y análisis espectral diseñado en esta tesis para caracterizar señales de variadores que alimentan motores de inducción, con el doble objetivo de conocer la calidad de la energía generada por cada uno de ellos, y de aplicar esta información en la detección de posibles fallos en los motores de inducción utilizados. Para ello, se ha desarrollado y validado este sistema de medida para poder después caracterizar experimentalmente varios convertidores de frecuencia comerciales, en base al contenido armónico de la energía por ellos suministrada, mediante un plan de ensayos que se define y cuyos resultados se exponen a continuación en el capítulo 6.

5.6.1.- Sistema de medida y análisis desarrollado.

Con objeto de unificar las mediciones para todos los convertidores, el sistema diseñado se basa en la normativa IEC de medida de calidad de la energía eléctrica. Esta normativa además se adecúa a la naturaleza pseudo-estacionaria de las señales que se van a medir a la salida de los variadores. Por ello, previamente en los capítulos 2 y 3 se realizó un estudio de las diferentes técnicas de análisis en tiempo-frecuencia que se utilizan en la actualidad en el tratamiento de este tipo de señales, y en el capítulo 4 se describieron los contenidos armónicos que pueden darse motivados tanto por el accionamiento del motor (variadores y red) como por la propia máquina de inducción.

Este sistema de medida y análisis ha sido desarrollado para medir a la salida de los variadores, ofreciendo por ello mayor flexibilidad que los medidores comerciales de calidad de la energía de la red eléctrica, en aspectos tales como: admitir la mayor variedad de frecuencias fundamentales presentes en la salida de los variadores y no sólo las nominales propias de la red, medir un mayor rango de frecuencias, ampliar la cantidad y manera de realizar las agrupaciones armónicas e interarmónicas, medir nuevas tasas de distorsión que incluyen tanto interarmónicos como frecuencias altas, elegir la resolución temporal y espectral deseada, seleccionar el tiempo total de agregación más adecuado a cada caso, etc. Al principio de este capítulo 5 se han descrito éstas y otras características del sistema diseñado, junto con los diagramas de bloques y especificaciones de su estructura hardware y los diagramas de flujo del algoritmo diseñado para el análisis de todas las mediciones realizadas.

A continuación se ha detallado una parte importante de todo sistema de medida basado en la DFT, como es la forma de sincronizar con el armónico fundamental las ventanas de muestreo analizadas, para así reducir la aparición de fuga espectral. Se ha utilizado un procedimiento simple pero efectivo de sincronismo como es la detección de cruces por cero, previo filtrado de la señal de referencia, y no se han necesitado interpolaciones gracias al uso de una elevada frecuencia de muestreo que minimiza los errores por sincronismo, y al empleo de transformadas DFT en lugar de FFT que también evitan la necesidad de interpolar. Se ha realizado un pormenorizado análisis que demuestra que en la mayor parte de los casos analizados con señales sintéticas (y en todas las pruebas con señales reales del plan de ensayos que se verá en el capítulo 6) se respetan los errores por sincronismo permitidos por la normativa, teniendo en cuenta para ello la correcta elección y filtrado de la señal de referencia, el tamaño real de la ventana de adquisición y una frecuencia de muestreo elegida para que se cumplan todos los requisitos.

En los siguientes apartados se han considerado los dos niveles de agrupamiento descritos en la normativa, frecuencial y temporal, y se han añadido nuevas aportaciones relacionadas con ambos niveles que perfeccionan el sistema de medida y análisis desarrollado:

- Se han obtenido todas las agrupaciones frecuenciales definidas en la normativa y sus tasas derivadas y también se han desarrollado otras nuevas agrupaciones y tasas de distorsión, para varios contenidos armónicos y/o interarmónicos y diferentes rangos de frecuencias, que se adecúan a las características de las señales medidas a la salida de los variadores y así mejoran y complementan a las anteriores. Estas agrupaciones y tasas servirán tanto para caracterizar la energía entregada por los variadores, como para la posible detección de fallos, como se verá en el capítulo 6.

- Se ha realizado un detallado estudio de la evolución de los valores de las agrupaciones armónicas definidas por la normativa IEC que permiten caracterizar la calidad de la energía eléctrica, en función de la posición relativa entre interarmónicos y armónicos, y su relación con el tiempo de agregación. Se han incluido ejemplos, tanto con señales reales como con señales sintéticas basadas en ejemplos de la normativa, de la evolución de los valores eficaces medidos y del tiempo de agregación necesario en cada caso. Tomando como base el anterior estudio, se ha propuesto una solución válida al problema asociado a esta normativa debido a la inestabilidad de los valores obtenidos tras hallar la DFT en cada ventana individual de muestreo, basada en la agregación temporal; así como una manera de hallar, de forma empírica, el valor aproximado de un tiempo de agregación adecuado que mejore los resultados respecto a usar los tiempos de agregación definidos en la normativa.

- Se ha comprobado que el tiempo adecuado de agregación es distinto en cada caso, dependiendo de las condiciones de cada ensayo (tipo de variador, carga, ...) e incluso del tipo de medida (armónico individual, grupos armónicos, tasas de distorsión, ...). Se ha verificado que en los ensayos analizados en esta tesis, se cumple que con un tiempo de agregación de al menos unos 10 s la mayoría de medidas presentan unos valores mucho más estables que si sólo se considerara un tiempo de 3 s.

- En el último apartado de este capítulo se ha verificado el sistema desarrollado primero usando señales sintéticas, algunas de ellas basadas en los ejemplos descritos en la propia normativa, y después comparando las mediciones obtenidas por nuestro sistema con las de un analizador de calidad de energía comercial (Fluke 434). De este modo se ha validado el correcto funcionamiento del sistema de medida diseñado, tanto en la parte hardware (sistema de acondicionamiento y adquisición de datos), como en la parte software (algoritmo de análisis de esa información).

5.6.2.- Resumen de la metodología general.

La metodología general que se presenta en esta tesis para la caracterización de variadores conectados a motores de inducción puede resumirse en los siguientes pasos:

- 1º).- Conocimiento del sistema a caracterizar. En esta tesis es el conjunto variador-motor y se estudian tanto el contenido armónico del sistema variador-motor como las diferentes técnicas que pueden permitir analizarlo.
- 2º).- Elección de la técnica de medida que mejor se adecúe a las características de las señales antes estudiadas. En el caso de variadores basados en inversor en fuente de tensión alimentando motores de inducción esta técnica está basada en la definida en la normativa IEC.
- 3º).- En base a la técnica elegida de medida, desarrollar un sistema propio de medida y análisis adaptado a las necesidades específicas de medición de las señales de salida de variadores de frecuencia y con capacidad de generar nuevos parámetros para caracterizar el contenido espectral de dichas señales, como son las agrupaciones en frecuencia y en el tiempo y las tasas de distorsión descritas en este capítulo.

- 4°).- Verificar el sistema de medida y análisis diseñado, utilizando tanto señales sintéticas como medidas experimentales comparadas con las halladas usando un equipo medidor de calidad de energía comercial.
- 5°).- Diseñar un plan de ensayos con el fin de extraer la mayor información sobre el contenido armónico del sistema variador-motor que se pretende ensayar, eligiendo para ello las variables necesarias a modificar como son el motor y su nivel de carga, los modos de control y frecuencias de los variadores, etc.
- 6°).- Procesar la información obtenida en los ensayos mediante los algoritmos de análisis temporal-espectral basados en la normativa del sistema de medida y análisis antes desarrollado, hallando así los nuevos parámetros en forma de agrupaciones armónicas y tasas de distorsión, agregadas primero en frecuencia y después en el tiempo.
- 7°).- Analizar los resultados, estudiando las relaciones existentes entre los parámetros obtenidos, el tipo de carga (motores y deslizamiento), y de excitación (variadores y red), para así caracterizar los convertidores ensayados de cara al diagnóstico de motores así como para conocer la calidad de la energía por ellos suministrada.

En la figura 5.77 se muestra un diagrama explicativo de la metodología empleada. En la parte derecha de dicha figura se exponen los pasos sucesivos y a la izquierda de cada uno de ellos su relación con los equipos hardware y con los algoritmos o software desarrollados.

Pese a que en esta tesis se han ensayado variadores y motores de baja potencia, no obstante esta metodología se puede generalizar y aplicar a otros dispositivos de mayores potencias, ya que el proceso incluye un análisis previo del sistema a caracterizar en cada caso, y además el sistema de medida y análisis desarrollado es flexible y perfectamente adaptable a otros rangos de potencias y frecuencias.

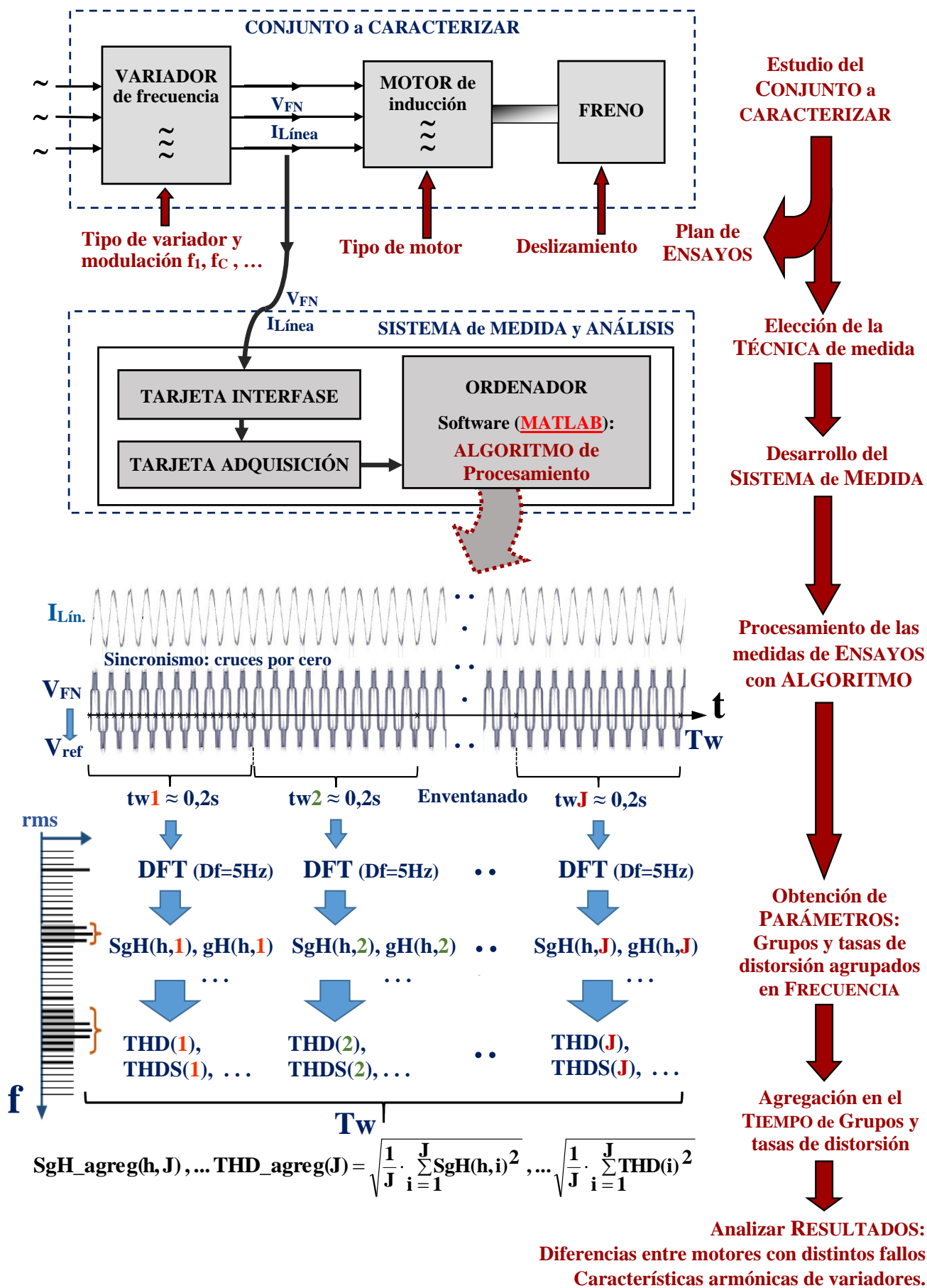


Figura 5.77 Esquema de la metodología general empleada.

CAPÍTULO-6

CARACTERIZACIÓN de CONVERTIDORES por EMISIÓN de ARMÓNICOS.

En el capítulo 6 se desarrolla la metodología propuesta en esta tesis para caracterizar experimentalmente los variadores de frecuencia usados para alimentar motores de inducción en base a su emisión armónica. Para ello, se han realizado diversos ensayos (en el estacionario) alimentando motores de inducción tanto desde la red eléctrica como desde variadores de frecuencia diferentes, buscando de este modo caracterizar múltiples contenidos armónicos, dado que además se han elegido variadores con distintos modos de control y de modulación y motores con diferentes niveles de fallos y excitados con distintas frecuencias fundamentales y niveles de carga. Las mediciones obtenidas en los anteriores ensayos se han procesado después con el sistema de medida y análisis espectral que fue desarrollado en el capítulo 5.

Así pues, este capítulo comienza por describir los variadores a caracterizar y sus cargas conectadas, pasando después a definir el plan de ensayos realizado, diseñado para extraer la máxima información armónica de las distintas fuentes y cargas experimentadas. A continuación, se presentan los resultados alcanzados a partir del procesamiento digital de las medidas efectuadas en los ensayos, usando para ello el algoritmo basado en la normativa y que forma parte del sistema desarrollado.

Estos resultados, agrupaciones armónicas e interarmónicas junto a las tasas de distorsión que se definieron en anteriores capítulos, se muestran ordenados primero según el tipo de fuente de alimentación empleada, red o variador. Después se expone la relación de dependencia entre algunas de las tasas de distorsión, sin más que observar tanto sus definiciones como los resultados prácticos obtenidos. Finalmente, se realiza una comparativa entre las tasas obtenidas para las distintas fuentes de alimentación, ordenando para ello los resultados según el tipo de tasa de distorsión por el contenido que abarcan (armónico y/o interarmónico, de bajas y/o altas frecuencias). En todas las gráficas se varían al menos parámetros como la carga del motor, la frecuencia de salida del variador y el propio variador y sus distintos modos de funcionamiento.

La influencia del cambio de otros parámetros, como la frecuencia de conmutación o el tipo de motor, se observa en apartados específicos. La frecuencia de conmutación del convertidor sólo es posible modificarla en uno de ellos (*PowerFlex* de *Allen Bradley*) por lo que el estudio de su influencia sólo se aprecia dentro de los resultados con dicho convertidor. Y la influencia del tipo de motor, sano (realmente con algo de excentricidad) o con una barra de rotor rota, se analiza en un último apartado en el que se destacan las diferencias entre las principales tasas de distorsión de cada motor, así como usando otras agrupaciones y parámetros.

Finalmente, se resumen las principales conclusiones, muchas de las cuales ya han sido expuestas a lo largo del capítulo, deducidas al observar la evolución de los valores de las agrupaciones y tasas de distorsión obtenidas, en función del tipo de alimentación utilizada, modulación, control, frecuencias fundamentales y de conmutación, nivel de carga o tipo de motor utilizado.

6.1.- Descripción de los convertidores a caracterizar y sus cargas conectadas.

Se han elegido dos variadores de frecuencia de las marcas Allen Bradley (modelo PowerFlex 40) y de Telemecanique (Altivar 66) que, junto a sus diferentes modos de funcionamiento, han dado lugar a seis tipos diferentes de fuentes de alimentación ensayadas, además de la propia alimentación directa desde red. Cada una de estas fuentes ha excitado a sendos motores idénticos de Siemens, uno sano o sin barras rotas (aunque con una mayor excentricidad mixta), que se denominará motor *M04*; y otro con una barra del rotor rota, designado motor *M01*. Todos los ensayos se han hecho conectando cada motor a un freno de polvo magnético, ajustado de modo que la mitad de los ensayos se han hecho con baja carga colocando el freno al mínimo, con un deslizamiento del motor próximo a un 0,3%. La otra mitad se ha realizado con alta carga, ajustando el freno de modo que se alcanzase la intensidad nominal del motor o, en caso de no ser posible, como ha ocurrido para frecuencias superiores a la nominal, al menos se mantuviese su deslizamiento en torno a un 4%. El resto de las condiciones y variables consideradas en los ensayos se comentan con más detalle en el siguiente apartado.

Variador PowerFlex 40 de Allen Bradley.

El modelo utilizado de variador PowerFlex 40 de Allen Bradley ofrece una potencia nominal de 2,2 kW y una salida trifásica entre 0-460 V con una frecuencia variable entre 0-400 Hz. La tabla 6.1 muestra sus principales características y en la figura 6.1-(a) se puede apreciar dicho equipo visto frontalmente, donde destaca su panel de programación. Entre otras posibilidades, permite elegir varios valores de frecuencia de conmutación (en los ensayos se usaron frecuencias de 3 kHz, 4 kHz y 5 kHz), así como control escalar (abreviado como *ESC* en muchas de las figuras de este capítulo) o bien vectorial (*VECT*).

Tabla 6.1 Principales características del convertidor PowerFlex 40

Variador PowerFlex 40 de Allen-Bradley

Potencia nominal	2,2 kW
Tensión y frecuencia de alimentación	3x380 - 480 V (48-63 Hz)
Tensión de salida	0 - 460 V
Corriente nominal	7,5 A
Frecuencia de salida	0 - 400 Hz
Corriente máx. de salida en continuo	6 A
Sobrecarga temporal (60 seg)	9 A
Denominación	22B-D6P0N104
Número de serie	BD6P0N0W8500204
Índice de protección	IP20

Este convertidor de Allen Bradley dispone de diversas configuraciones de parámetros para el control del arranque, parada e inversión de giro, además de posibilidad de programación mediante PC u otro sistema remoto, que, con una programación sencilla, se pueden instalar y configurar rápidamente, como con la función de autoconfiguración que permite al PowerFlex adaptarse a las características individuales del motor. Este tipo de variadores incluyen control escalar V/Hz y vectorial sin sensores que proporciona una regulación de velocidad excepcional y niveles muy altos de par en todo el rango de velocidad del convertidor, incluso

a bajas velocidades, y se adapta a las particularidades individuales del motor. Otras características son el PID integrado que mejora la flexibilidad de la aplicación, un PWM variable que permite que el convertidor emita más corriente a bajas frecuencias, protección contra sobrecarga del variador, regulación de rampa y arranque ligero.

En los ensayos realizados en esta tesis se establece el estacionario como situación ideal para posibilitar un mejor análisis armónico de las señales, por lo que la diferencia entre los modos de control escalar y vectorial para par constante en régimen permanente será la única que se pueda analizar.

Variador Altivar 66 de Telemecanique.

El variador Altivar 66 de Telemecanique también ofrece una potencia nominal de 2,2 kW y una salida trifásica entre aproximadamente 0-460 V con una frecuencia variable entre 0,1-400 Hz. La tabla 6.2 muestra sus principales características y en la figura 6.1-(b) se puede apreciar dicho equipo visto desde el panel de programación. Este convertidor permite trabajar sólo con frecuencias de conmutación de 4 kHz o bien de 10 kHz, que son constantes en cada modo de funcionamiento; por lo que no se podrá estudiar la influencia de la fluctuación de este parámetro en este variador. En cambio, dispone de diferentes tipos de control adecuados para cargas tanto con par constante como variable, subdivididos a su vez en varios subtipos, dando lugar en total a 5 posibles modos de funcionamiento, de los que 4 han sido ensayados ampliamente en esta tesis: Par Constante modo Normal (*PCN*), Par Constante modo Especial (*PCE*), par Variable para Bajo ruido en modo Normal (*VBN*) y par Variable para Bajo ruido en modo noloaD (*VBD*).

Tabla 6.2 Principales características del convertidor Altivar 66

Variador Altivar 66 de Telemecánica

Potencia nominal	2,2 kW
Tensión y frecuencia de alimentación	3x400 V – 15% a 460 V + 15% 50/60 Hz ±5%
Tensión de salida	0 – Tensión de Entrada V
Corriente nominal	9 A
Frecuencia de salida	0,1 – 400 Hz
Corriente máx. de salida en continuo	5,8 A
Sobrecarga temporal (60 seg)	8 A
Denominación	ATV-66U41N4
Índice de protección	IP20

Así pues, estos modos de funcionamiento se pueden clasificar en dos grandes tipos:

- Aplicaciones de **Par Constante**: En este tipo de aplicaciones se pueden elegir a su vez entre tres tipos de control:

Normal: Es un sistema de regulación de corriente adecuado para la mayoría de las aplicaciones donde se requiera un par normal a baja velocidad. Este esquema de regulación realiza un control vectorial de flujo sin sensor. Para crear un par elevado a baja velocidad el variador mantiene un ángulo de 90° entre el campo rotórico y el estatórico calculando continuamente la posición del rotor, utilizando para ello las corrientes inyectadas al motor. Cuando se enciende el variador un pulso de corriente

directa es inyectado para determinar la resistencia del motor para calcular así todos los parámetros del mismo.

High Torque: Es también un sistema de control vectorial de flujo sin sensor apropiado para máquinas que requieren un elevado par a baja velocidad y una rápida respuesta dinámica. Realiza los mismos cálculos que el anterior sistema de regulación para mantener el ángulo de 90° entre el campo rotórico y el estatórico, aunque se diferencian en que este último sistema tiene un mayor número de parámetros a configurar por lo que se puede obtener un mejor control y comportamiento que con el tipo de control Normal.

Especial: Es un tipo de control Voltios/Hertzios constante, apropiado para motores en paralelo o motores con imanes permanentes y motores asíncronos.

En esta tesis se utilizan los controles para par constante en modo normal PCN y especial PCE, dada la semejanza entre los modos normal y alto par.

- Aplicaciones de **Par Variable:** En este tipo de aplicaciones se puede elegir sólo entre dos posibles esquemas de regulación:

Normal: Cuando se selecciona este tipo de esquema con un par variable hay que configurar un parámetro más que es *Profile*. Con este parámetro se ajusta la curvatura de la curva Voltios/Hertzio, pudiendo variar entre 0 y 100%. Cuando está en el 100% la curva Voltios/Hertzio tiene una curvatura cuadrática, siendo un 20% su valor por defecto que será el ensayado en esta tesis.

NOLD (No Load): Es un control Voltios/Hertzio constante, que se adapta automáticamente a la carga para minimizar el consumo de potencia y el ruido del motor. Este sistema mantiene una relación Voltios/Hertzio constante durante la aceleración, y, una vez que llega a la velocidad de consigna, el voltaje del motor es reducido en función de la carga. Esto reduce el ruido del motor sin disminuir la velocidad del mismo. Por ello quizá sea este modo de funcionamiento el que ha presentado un comportamiento más diferente respecto del resto de los ensayados en esta tesis, sobre todo para condiciones de baja carga, como se verá a lo largo de este capítulo.



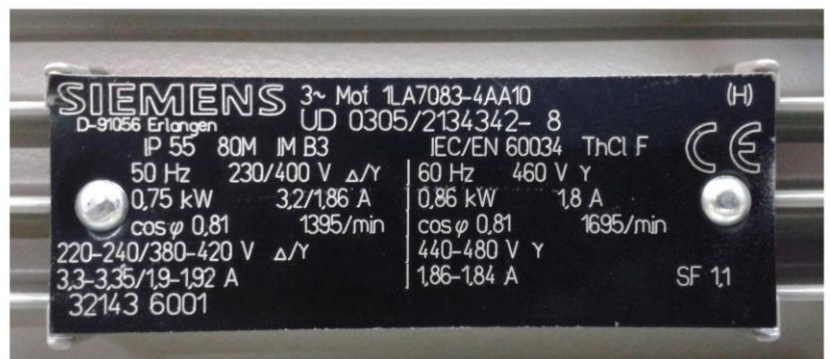
Figura 6.1 Aspecto externo de los convertidores utilizados y de sus paneles de programación: a) PowerFlex 40 de Allen Bradley, b) Altivar 66 de Telemecanique.

Motores de 750W de Siemens.

Los motores conectados a las salidas de las distintas fuentes de alimentación ensayadas, que incluyen los propios variadores además de la conexión directa a red, han sido sendos motores de Siemens de 0,75 kW, conectados en estrella con el neutro flotante; por lo que, para una frecuencia nominal de 50 Hz, su tensión nominal fase-fase será de 400 V (o 230 V de fase a neutro) y con una intensidad nominal de 1,86 A para la citada conexión en estrella, tal como se aprecia en la placa de características mostrada en la figura 6.2. Recuérdese que físicamente han sido dos motores distintos los utilizados para realizar los ensayos, aunque ambos motores eran del mismo modelo, y por tanto con las mismas características: uno sano o sin barras rotas aunque con cierta excentricidad (motor M04, según la denominación interna del laboratorio); y otro con una barra de rotor rota (motor M01).



a)



b)

Figura 6.2 Aspecto de uno de los motores utilizados (a) y de su placa de características (b).

6.2.- Descripción del plan de ensayos realizado con los convertidores.

Para la realización del plan de ensayos se establecen los siguientes parámetros de variación:

CARGA: Se conecta a la salida de los variadores o bien directamente a la red eléctrica, y a su vez admite estas posibles variantes:

- **Motor:** Se usarán dos motores idénticos de Siemens, uno sano (M04) y el otro con una barra de rotor rota (M01).
- **Deslizamiento** del motor, ajustando su carga-par: Cada motor se conecta a su vez a un freno magnético, ajustado de modo que la mitad de los ensayos se han hecho con baja carga (deslizamiento próximo a un 0,3%), y la otra mitad con alta carga (con intensidad cercana a la nominal del motor, y alto deslizamiento, próximo a un 4%).

ALIMENTACIONES: red eléctrica y dos variadores, pero cada una de estas fuentes de alimentación del motor permite a su vez las siguientes variantes:

- Variador AllenBradley-PowerFlex40:
 - Modos de Funcionamiento: control escalar, (abreviadamente ESC en muchas de las figuras del resto del capítulo), o bien vectorial, (VECT).
 - Este variador además admite variar la frecuencia de conmutación en cualquiera de sus modos de control: se usarán frecuencias de 3 kHz, 4 kHz y 5 kHz en los ensayos.
 - Frecuencia fundamental de salida: usaremos frecuencias siempre múltiplos de la resolución frecuencial de 5 Hz recomendada en la normativa: 40 Hz, 45 Hz, 50 Hz, 55 Hz y 60 Hz.
- Variador Telemecanique-Altivar 66:
 - Modos de Funcionamiento: Par Constante modo Normal (*PCN*), Par Constante modo Especial (*PCE*), par Variable para Bajo ruido en modo Normal (*VBN*) y par Variable para Bajo ruido en modo *noloaD* (*VBD*). Este variador no admite cambiar la frecuencia de conmutación (fija y de 4 kHz para los modos en par constante y de 10 kHz pseudoaleatoria para los modos de control en par variable y bajo ruido); y además se observará que también difiere su forma de modular respecto al variador de Allen Bradley.
 - Frecuencia fundamental de salida: 40 Hz, 45 Hz, 50 Hz, 55 Hz y 60 Hz.
- Conexión directa a red: En este caso no existen más variantes ni tipos de control, con una sola frecuencia fundamental constante e igual a 50 Hz.

Combinando todos los tipos de alimentación (desde red y desde variador con hasta seis modos de funcionamiento: *ESC*, *VECT*, *PCN*, *PCE*, *VBN*, *VBD*) y sus posibles frecuencias de conmutación y fundamental, así como las cuatro cargas posibles (motor sano/roto con baja/alta carga) salen 120 tipos de ensayos distintos sólo para el convertidor de Allen Bradley, y 80 tipos de ensayos diferentes para el variador Altivar; y alimentando desde red otros 4 ensayos más (2 cargas-par distintos con 2 niveles de motor-fallo). En la mayoría de estos tipos de ensayo distintos se realizan series de hasta 10 ensayos repetidos con las mismas condiciones (para todos los de frecuencias de salida de 40, 50 y 60 Hz, incluyendo los de red) de 10 s. de duración cada uno; o bien de hasta un minuto (para frecuencias de salida de 45 y 55 Hz, a bajo deslizamiento, para evitar el calentamiento excesivo del freno usado como carga del motor). En total se han realizado más de 1800 ensayos con todos estos tipos de alimentaciones, tanto desde variador como desde red, y sus cargas conectadas, dedicados exclusivamente a la realización de esta tesis doctoral.

En la tabla 6.3 se resume la forma de organizar las variables del plan de ensayos desarrollado: las primeras columnas representan las variables más *constantes* durante los ensayos (lo último que se hace es cambiar el conjunto motor-freno-medidor y lo penúltimo cambiar de convertidor, para no tener que recablear constantemente). En cambio, se van alternando distintos niveles de carga entre ensayos consecutivos (0% vacío, o realmente un $\approx 0,3\%$ de deslizamiento, y 100% plena carga o más bien un deslizamiento de $\approx 4\%$), para así reducir el calentamiento de los equipos. Los resultados completos obtenidos, una vez analizados y tratados los datos adquiridos mediante el algoritmo desarrollado basado en la normativa, pueden verse en el Anexo I.

Tabla 6.3 Tabla simplificada que resume el plan de ensayos desarrollado en esta tesis.

CARGA-MOTOR	ALIMENTACION-VARIADOR:	CONTROL	FREC. CONM.	FREC. FUND.	PAR - CARGA %
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	3 kHz	40 Hz	0%
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	3 kHz	40 Hz	100%
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	3 kHz	45 Hz	0%
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	3 kHz	45 Hz	100%
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	3 kHz	50 Hz	0%
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	3 kHz	50 Hz	100%
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	3 kHz	55 Hz	0%
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	3 kHz	55 Hz	100%
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	3 kHz	60 Hz	0%
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	3 kHz	60 Hz	100%
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	4 kHz	40 Hz	0%
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	4 kHz	40 Hz	100%
...
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	4 kHz	60 Hz	0%
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	4 kHz	60 Hz	100%
...
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	5 kHz	60 Hz	0%
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	5 kHz	60 Hz	100%
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	VECTORIAL	3 kHz	40 Hz	0%
M04_SANO	Allen-Bradley-PowerFlex40	VECTORIAL	3 kHz	40 Hz	100%
...
M04_SANO	Altivar 66 (Telemecanique)	VBN Par Variable Normal	10 kH	40 Hz	0%
M04_SANO	Altivar 66 (Telemecanique)	VBN Par Variable Normal	10 kH	40 Hz	100%
...
M04_SANO	Altivar 66 (Telemecanique)	VBN Par Variable Normal	10 kH	60 Hz	0%
M04_SANO	Altivar 66 (Telemecanique)	VBN Par Variable Normal	10 kH	60 Hz	100%
M04_SANO	Red Eléctrica			50 Hz	0%
M04_SANO	Red Eléctrica			50 Hz	100%
M01_ROTA	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	3 kHz	40 Hz	0%
M01_ROTA	Allen-Bradley-PowerFlex40	ESCALAR	3 kHz	40 Hz	100%
...

6.3.- Resultados obtenidos usando el algoritmo basado en normativa.

Las seis señales eléctricas de tensión de fase (con el neutro aislado de la toma media de batería del convertidor) e intensidad de salida de los variadores han sido muestreadas y digitalizadas mediante una tarjeta de adquisición PCI6250 de *National Instruments*, integrada junto con un ordenador personal; tras una etapa previa de aislamiento eléctrico y acondicionamiento basada en sondas de efecto Hall (sondas de *LEM*, modelos LA100-P y LV25-P, para medir intensidad y tensión, respectivamente). Debe considerarse la respuesta en frecuencia de las sondas Hall de tensión, y por ello no se ha tenido en cuenta el contenido armónico por encima de 20 kHz, ya algo atenuado. Tampoco se ha considerado la componente continua, que acumula los errores por offset de todo el sistema de medida. Se ha

usado para el control de la adquisición de las señales y tratamiento posterior de los datos ya almacenados el paquete software *MATLAB*, tal como se describió en el capítulo 5 de esta tesis.

Las mayores diferencias entre los convertidores se han dado en el arranque y transitorios en general. En el estacionario, si se observan sólo las formas de onda temporales y los valores eficaces de tensiones fase-neutro y corrientes de línea, se aprecian grandes diferencias al trabajar por encima de la frecuencia nominal de 50 Hz. La respuesta en frecuencia cambia, al menos aparentemente, en el Altivar en modo *Par Variable–Bajo ruido* en submodo *NoLoad*; y también al pasar de trabajar con frecuencias fundamentales menores de 50 Hz a mayores de este valor. Estas y otras muchas apreciaciones sobre los resultados del tratamiento de los datos obtenidos en los ensayos realizados serán descritas a lo largo de este apartado.

Estabilidad de las medidas obtenidas en los ensayos.

Las medidas más estables de una misma serie de ensayos repetidos han sido con baja carga frente a con alta carga, tanto con motor roto como sano, influyendo menos el valor elegido para el tiempo de agregación en casos de medir intensidad con alta carga (para pruebas hechas en modo escalar, con 50 Hz). Con alta carga aparece la excentricidad mixta, que parece que afecta sobre todo a la parte baja del espectro de intensidad, especialmente a los interarmónicos situados alrededor del fundamental, y con motor sano mucho más que con el roto; por lo que, como para medir frecuencias propias de fallo es más conveniente hacerlo con alta carga, esto puede ser un problema. Las medidas menos estables han sido pues, con alta carga y motor sano, que mejoraron no obstante al aumentar el tiempo de agregación, que tiende de este modo a ecualizar las medidas de la misma serie de ensayos. En los ensayos con red cambiaron menos los resultados entre ensayos repetidos, sobre todo en los armónicos de interés, 3°, 5° y 7°, cambiando bastante más los debidos a excentricidad mixta situados alrededor de 25 y 75 Hz, todo ello para alta carga. En cambio, la parte de altas frecuencias no ha diferido apenas de un ensayo a otro, se ha mantenido más estable incluso con alta carga.

En la figura 6.3 se muestra un ejemplo de análisis espectral de la intensidad de hasta 6 ensayos repetidos de una misma serie, con control escalar (variador de Allen Bradley), frecuencias de conmutación de 4 kHz y fundamental de salida de 50 Hz, alta carga y motor *M04* ó sano. En la parte izquierda se muestra la parte baja y en la derecha la parte alta de cada espectro, apreciándose mayores diferencias en la parte baja (pese a haberse realizado el análisis usando barras espectrales cada 5 Hz y con agregación temporal de 9,2 s).

Incluso realizando cálculos sobre un mismo fichero o ensayo de dichos valores espectrales, pero cada vez con un tiempo de ventana de muestreo diferente, (por ejemplo, de 0,2 s, 1 s, 4 s, 10 s, 20 s, etc.) ocurre algo similar a cuando son ensayos distintos. Esto puede ser motivado por la variación de medidas entre distintos ensayos, pero también por ser señales no estacionarias y depender mucho del tamaño de la ventana de muestreo, incluso tomando ésta valores múltiplo del periodo del fundamental.

Dentro de cada serie de hasta 10 ensayos repetidos, que no se hicieron consecutivamente sino parando el equipo cada dos o tres ensayos seguidos, los valores más parecidos se dieron entre los 3 primeros de cada serie. Para obtener las diferentes tasas y gráficas que se mostrarán en los siguientes apartados, se ha usado por ello el primero de cada serie de 10 ensayos, realizando además 46 transformadas de Fourier de ventana corta de 0,2 s en cada uno de ellos, usando por ello un total de 9,2 s de la duración total de cada ensayo que era como mínimo de 10 s). Posteriormente además se realizaron las agregaciones frecuenciales y

temporales ya comentadas y basadas en la normativa. También se obtuvieron ensayos de hasta un minuto de duración, en concreto para frecuencias de 45 y 55 Hz. Al no disponer de todos los ensayos con esa duración, se considera más adecuado mantener un tiempo de agregación de 9,2 s en todos ellos, aunque lo preferible sería haberlo subido algo más, sobre todo para mejorar la estabilidad de algunas tasas como ya se comentó en el capítulo 5. El tiempo de agregación tiene que ser múltiplo de la ventana usada de 0,2 s Si se tomó de 9,2 s fue con objeto de tener la posibilidad de que también fuera múltiplo de 0,4 s, porque también se probó a eventanar con 0,4 s y resolución de 2,5 Hz, para lo que también se necesitaba que fuera múltiplo de esta otra duración de la ventana corta.

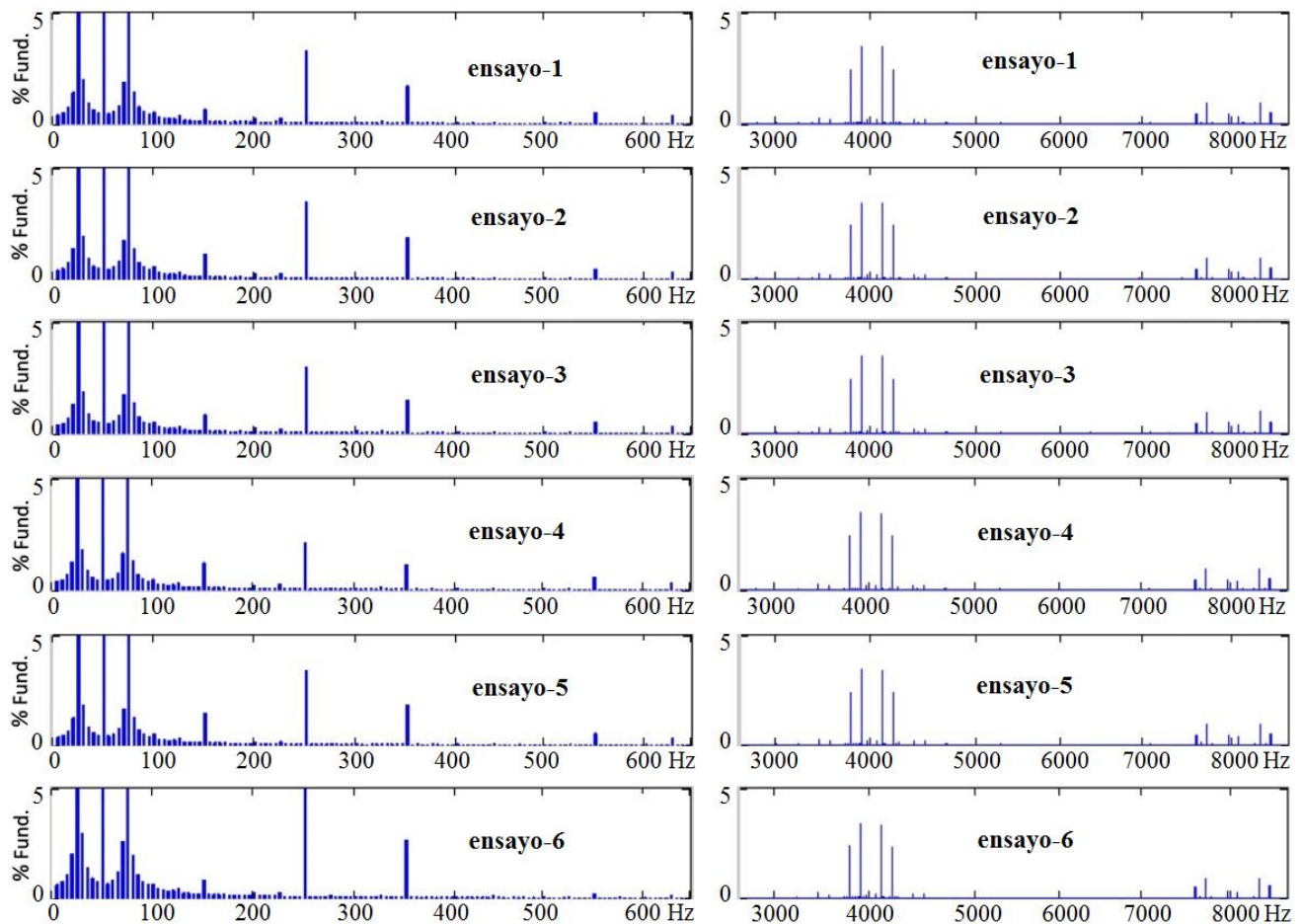


Figura 6.3 Resultados espectrales de 6 ensayos distintos realizados con los mismos parámetros (motor sano M04, control escalar, $f_c = 4$ kHz, $f_l = 50$ Hz, alta carga) analizados con resolución de 5 Hz y agregación de 9,2s: bajas frecuencias (izquierda), altas frecuencias (derecha).

Índices de modulación de frecuencia utilizados en los ensayos.

Los valores de los índices de modulación de frecuencia m_f de los ensayos realizados han sido no enteros en la mayor parte de los casos, dando lugar por ello a modulaciones asíncronas. Y, salvo un caso (con $f_c = 3$ kHz y $f_l = 40$ Hz), los valores de m_f enteros no han sido impares y múltiplos de 3, como se aconseja en los inversores de mayor potencia para así evitar armónicos pares en las tensiones de fase y los múltiplos de 3 en las tensiones fase a fase. Pero, al tener siempre valores altos de m_f , como ya se vio en el capítulo 4 de esta tesis, los

posibles subarmónicos que pudieran aparecer motivados por la modulación asíncrona tendrían una amplitud despreciable. En la siguiente tabla 6.4 se muestran los valores de los índices de modulación de frecuencia m_f de los ensayos realizados con portadora constante (variadores de Allen-Bradley y Altivar en modos de par constante).

Como se aprecia en la tabla 6.4, las únicas frecuencias de salida del variador para las que todos los índices son síncronos (aunque de valores a veces pares) son para 40 Hz y 50 Hz. En situaciones normales de uso en la industria, los índices de modulación, para este tipo de variadores de baja potencia, es usual que adopten valores síncronos o asíncronos indistintamente; por lo que se ha preferido realizar los ensayos con las todas las frecuencias consideradas sin importar su relación entre ellas. Las de salida del variador se eligieron así para poderlas sincronizar mejor con las ventanas de adquisición de 0,2 s (o sea, múltiplos de 5 Hz) y tener la menor fuga espectral posible; además de contar con valores por debajo y por encima de la frecuencia nominal (de 50 Hz en los motores y variadores usados).

Tabla 6.4 Índices de modulación m_f de los ensayos realizados con portadora fija.

f_c / f_1	40 Hz	45 Hz	50 Hz	55 Hz	60 Hz
3000 Hz	75,000	66,667	60,000	54,545	50,000
4000 Hz	100,000	88,889	80,000	72,727	66,667
5000 Hz	125,000	111,111	100,000	90,909	83,333

Semejanza entre varias tasas de distorsión.

Los valores obtenidos del armónico fundamental y su subgrupo armónico correspondiente, (una vez agregados ambos frecuencial y temporalmente, según la normativa), han sido similares en todos los ensayos, por lo que las tasas asociadas a normalizarse entre ambos valores también resultaron idénticas. Las diferencias han sido tan pequeñas que ello ha dado lugar a que las tasas de distorsión que fueron definidas como de grupo y de subgrupo, normalizadas entre el armónico principal o bien entre el subgrupo fundamental, respectivamente, han sido también muy similares. Algo diferentes han sido los resultados hallados con los factores de distorsión, sobre todo ya que en estos se normaliza entre la señal total y no sólo entre el armónico o subgrupo fundamental. Por ejemplo, tasas similares como $TIHDg_y_LF\&HF$, $TIHDS_y_LF\&HF$ y $TNHDF$ han dado lugar a valores muy parecidos, (siendo ligeramente mayor la tasa de grupo a la de subgrupo, y ésta algo mayor al factor de distorsión; ya que los denominadores entre los que se normaliza cada una de ellas son también en este orden cada vez mayores). En cambio, a nivel de agrupaciones individuales, no tienen por qué ser iguales los diferentes grupos y subgrupos armónicos: normalmente se cumplirá que $Y_{sgi,h} < Y_{sg,h} < Y_{g,h}$ para un mismo armónico y ensayo, ya que este último valor incluye los interarmónicos de los anteriores además del armónico h analizado.

Por ello, aunque en el Anexo I se muestran los resultados completos obtenidos con todas las tasas descritas entre los capítulos 2 y 5 de esta tesis, en este capítulo se mencionará principalmente sólo la tasa de distorsión más representativa en aquellos casos en que se hayan obtenido valores muy parecidos. Así pues, de cara a simplificar la explicación, se han usado preferentemente las tasas que normalizan entre el armónico principal o tasas «de grupo» (THD_y_LF , $TIHDg_y_LF$, $TH\&IHDg_y_LF$, $TH\&IHDg_y_HF$, $TIHDg_y_LF\&HF$, $TH\&IHDg_y_LF\&HF$), ya que mostraban valores similares a las tasas de subgrupo y a algunos de los factores de distorsión relacionados ($THDS_y_LF$ y el factor de distorsión THF ,

$TIHDS_y_LF$, $TH&IHDS_y_LF$, $TH&IHDS_y_HF$, $TIHDS_y_LF&HF$ y el factor de distorsión $TNHDF$, $TH&IHDS_y_LF&HF$ y el factor de distorsión TDC , respectivamente). Del mismo modo los valores de grupos, subgrupos y armónicos tratados de forma individual, y las tasas parciales en general, son normalizados entre el mismo armónico fundamental.

Se han preferido las tasas de grupo y los valores de armónicos y grupos discretos de frecuencias normalizados también entre el armónico fundamental (hallado asimismo basándonos en la normativa, con resolución de 5 Hz y agregación temporal de 9,2 s), habida cuenta de que las bandas laterales de dicho armónico podrían ser como se comenta en algunos textos parte de ese armónico por una posible modulación de amplitud, pero también podrían ser bandas laterales por una posible avería en el motor conectado como carga. Por ello, para poder comparar en igualdad de condiciones las medidas entre motor sano y motor con defecto se ha preferido usar más en la explicación que viene a continuación el valor de las tasas y grupos normalizadas sólo usando el armónico principal, sin ninguna banda adyacente.

6.3.1.- Ensayos con alimentación de red.

En las figuras 6.4 y 6.5 se muestran los espectros de intensidad y de tensión de fase a neutro del motor (flotante, sin unir a la toma media dc del convertidor) con alimentación desde red eléctrica del motor sano ($M04$), conectado en estrella, con una carga cerca de su intensidad nominal. Las figuras muestran la parte baja del espectro de las señales usando primero una transformada de Fourier *clásica*, (apartados (a) o superiores de las figuras), con gran tamaño de ventana de muestreo (10 s), por lo que se logra gran resolución frecuencial pero baja temporal, ya que en cada ventana sucesiva de muestreo de 10 s se obtienen amplitudes diferentes, aunque con posiciones relativamente constantes en cada frecuencia de interés. En los apartados (b-f) de las figuras se usan ventanas cortas, de 0,2 s, con las diferentes agrupaciones frecuenciales ya estudiadas en el capítulo 2; además de una agrupación temporal (formada por 46 ventanas de 0,2 s hasta completar los 9,2 s de duración de la muestra tomada de cada ensayo) con la ventaja de mejorar la precisión en el valor final obtenido tras la agregación temporal, tal como se comentó en el capítulo 5. En los apartados (c)-(e) se visualizan las tres posibilidades de cubrir todas las frecuencias del espectro armónico según la normativa: con subgrupos armónicos e interarmónicos, con armónicos individuales y grupos interarmónicos, y usando únicamente grupos armónicos completos; en cada una de estas tres soluciones nunca se repite la misma frecuencia en dos agrupaciones distintas. El apartado (e) además muestra el espectro completo, usando valores de los grupos armónicos (con una separación por tanto de 50 Hz entre cada uno de ellos), donde pueden compararse mejor los armónicos de la zona de bajas frecuencias con los de la zona alta, ya que aparecen a la misma escala ambas zonas. La parte inferior (f) de las figuras muestra las agrupaciones sólo para alta frecuencia, en grupos de 200 Hz tal como recomienda la normativa, desde el armónico 40 hasta 20 kHz para poder así observar los armónicos altos propios de los múltiplos de la frecuencia de conmutación cuando se alimenta desde variador, que han sido escaladas para ampliar mejor su valor y obtener una mejor visualización. En todos los apartados (b)-(f) de las figuras se trabaja siempre con ventanas de muestreo de 0,2 s, o sea barras espectrales cada 5 Hz; sólo cambia la forma de agruparlas en frecuencia, ya que en el tiempo se han usado siempre agregaciones hasta completar los 9,2 s mencionados.

Tanto en el espectro de tensión como en el de intensidad, con alimentación desde red eléctrica, la parte de altas frecuencias carece de contenido armónico de cierta amplitud. Tan

sólo se aprecia un nivel de ruido general, con algunas frecuencias más destacables en la señal de tensión de probablemente equipos electrónicos conectados a la red y que emiten estas altas frecuencias. De todo ello dan una mejor idea las agrupaciones de 200 en 200 Hz, realizadas como recomienda la normativa, que se observan muy ampliadas y normalizadas respecto al fundamental, en la parte inferior (f) de las figuras 6.4 y 6.5.

En el espectro de intensidad destacan dos interarmónicos alrededor del fundamental, situados sobre unos 26 y 74 Hz, seguramente debidos a excentricidad mixta, con una amplitud mucho mayor al resto (no obstante, éstos disminuyen ostensiblemente con baja carga). Estos interarmónicos provocan que los subgrupos (y grupos) interarmónicos $YS_{gIH,0}$ y $YS_{gIH,1}$ tengan un gran valor, tal como se aprecia en los apartados (c)-(d) de la figura 6.4. Las siguientes frecuencias en amplitud son los armónicos 7 y 5, y además destaca la presencia de un tercer armónico también de cierta amplitud. También hay un interarmónico a unos 98 Hz que seguramente sea otra de las bandas espectrales debidas a excentricidad mixta, teniendo en cuenta que su distancia, a unos 24 Hz del anterior de 74 Hz, es también la misma que la de este último y el de 26 Hz respecto al fundamental. Después siguen apareciendo réplicas o intermodulaciones de estos armónicos principales por excentricidad, de mucha menor amplitud y situadas en la misma posición relativa entre parejas de armónicos sucesivos como en 126 Hz y 174 Hz, en 226 y 274 Hz, etc. Todo esto se observa ampliando la escala y usando una transformada de Fourier con gran resolución espectral, con una mayor ventana de muestreo. Como consecuencia, se pueden cometer errores en la medición de su amplitud, por los problemas comentados del carácter no estacionario de la señal y por no sincronizar exactamente la ventana de adquisición, dando lugar seguramente a cierta fuga espectral; pero al menos la posición o frecuencia medida es más precisa que con la resolución de 5 Hz de grano grueso recomendada por la normativa. Se verá más adelante que estas frecuencias por excentricidad mixta y sus réplicas también aparecen en las señales, sobre todo de intensidad, de los variadores, y que además presentan muy diferentes valores, según el motor sea sano o con barra del rotor rota. Además, en el caso de alimentación con red eléctrica y con motor averiado, aparecen bandas, similares a las que surgen alrededor del fundamental y de armónicos como el 5° y 7°, también alrededor de las frecuencias de 26 Hz, 74, 126, 174 Hz, etc. Estas últimas, desafortunadamente, no son tan fáciles de descubrir alrededor de las mismas frecuencias en las salidas de los variadores. También aparecen frecuencias laterales por barras de rotor rotas alrededor del 3er. (y con menor amplitud del 9°) armónico de tensión, con alimentación de red.

Otros armónicos de intensidad alimentando desde red eléctrica, como los 9 y 11 presentan valores mucho menores a los que se acaban de comentar, siendo inapreciables el resto de los armónicos, como los 13, 17, 19, 23, 25, etc. que sí aparecen en las salidas de los variadores. Alimentando desde red el contenido interarmónico es de escaso valor (si se exceptúan los interarmónicos por excentricidad, situados sobre 26 y 74 Hz), lo que puede apreciarse en el resto de agrupaciones interarmónicas a partir del 2° armónico (en color rojo) de los apartados (c) y (d) de las figuras. La parte alta del espectro de intensidad presenta mayores amplitudes que el de tensión, pero éstas se van atenuando progresivamente, debido seguramente al efecto de filtrado de la intensidad por la mayor reactancia del motor a medida que aumenta la frecuencia.

En el espectro de tensión no aparecen los armónicos por excentricidad sobre 26 y 74 Hz, pero sí sus réplicas sobre 126 y 174 Hz, lo que produce que los grupos y subgrupos interarmónicos 2 y 3 de tensión tengan un valor relativamente grande. Pero con mucha mayor amplitud, destacan el 3er. armónico frente al resto, seguido de los 7° y 5°, y ya con mucho

menor valor los 9, 11, 13 y 17. De la parte de altas frecuencias se puede decir lo mismo que de la del espectro de intensidad alimentando desde red, con multitud de interarmónicos de muy escasa magnitud, menores aún que en el espectro de intensidad (y que se han ampliado en el apartado (f) de la figura 6.5).

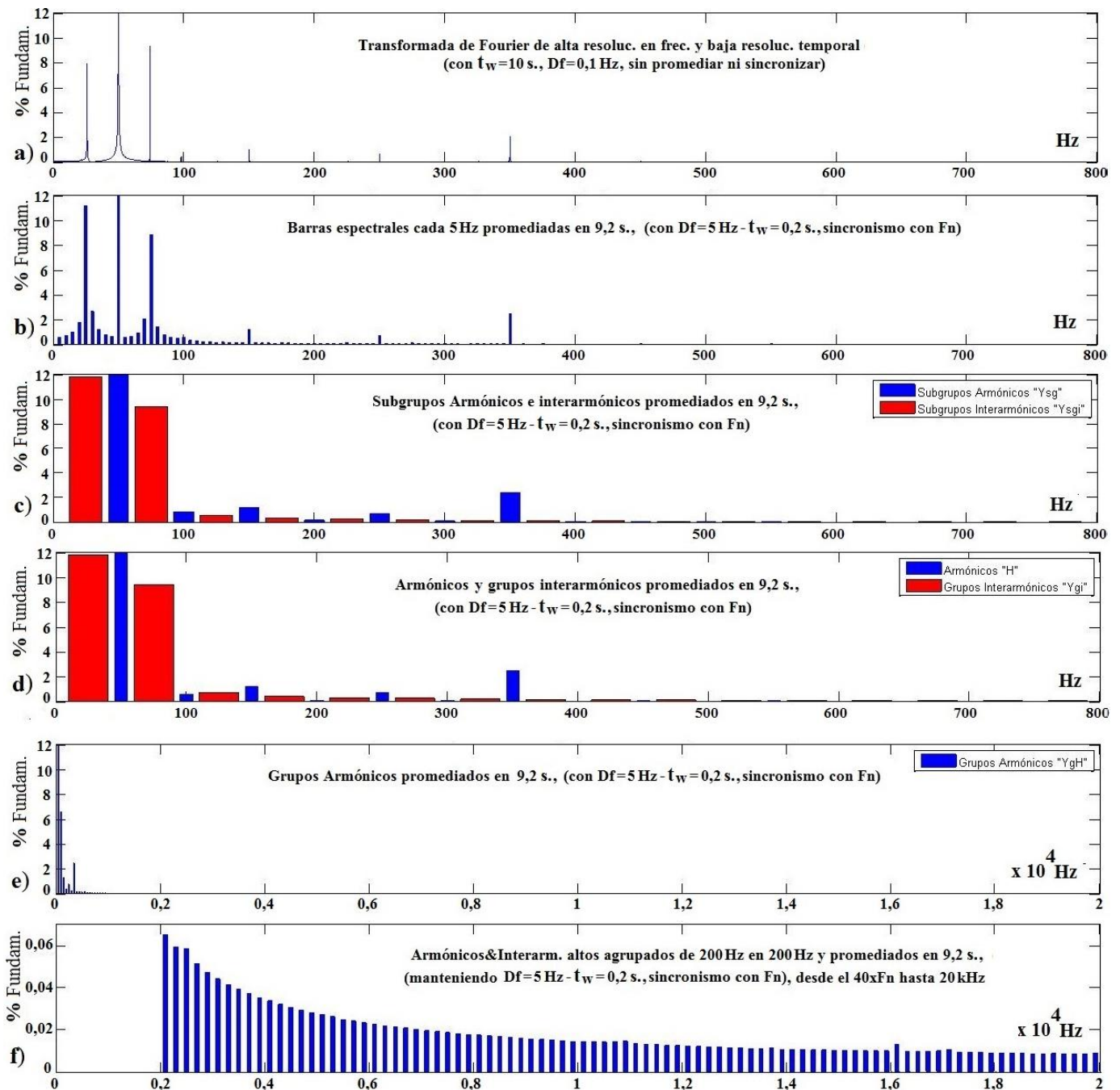


Figura 6.4 Respuesta en frecuencia de intensidad, con red eléctrica alimentando motor sano M04 cargado con intensidad nominal (deslizamiento $s \approx 4,33\%$).

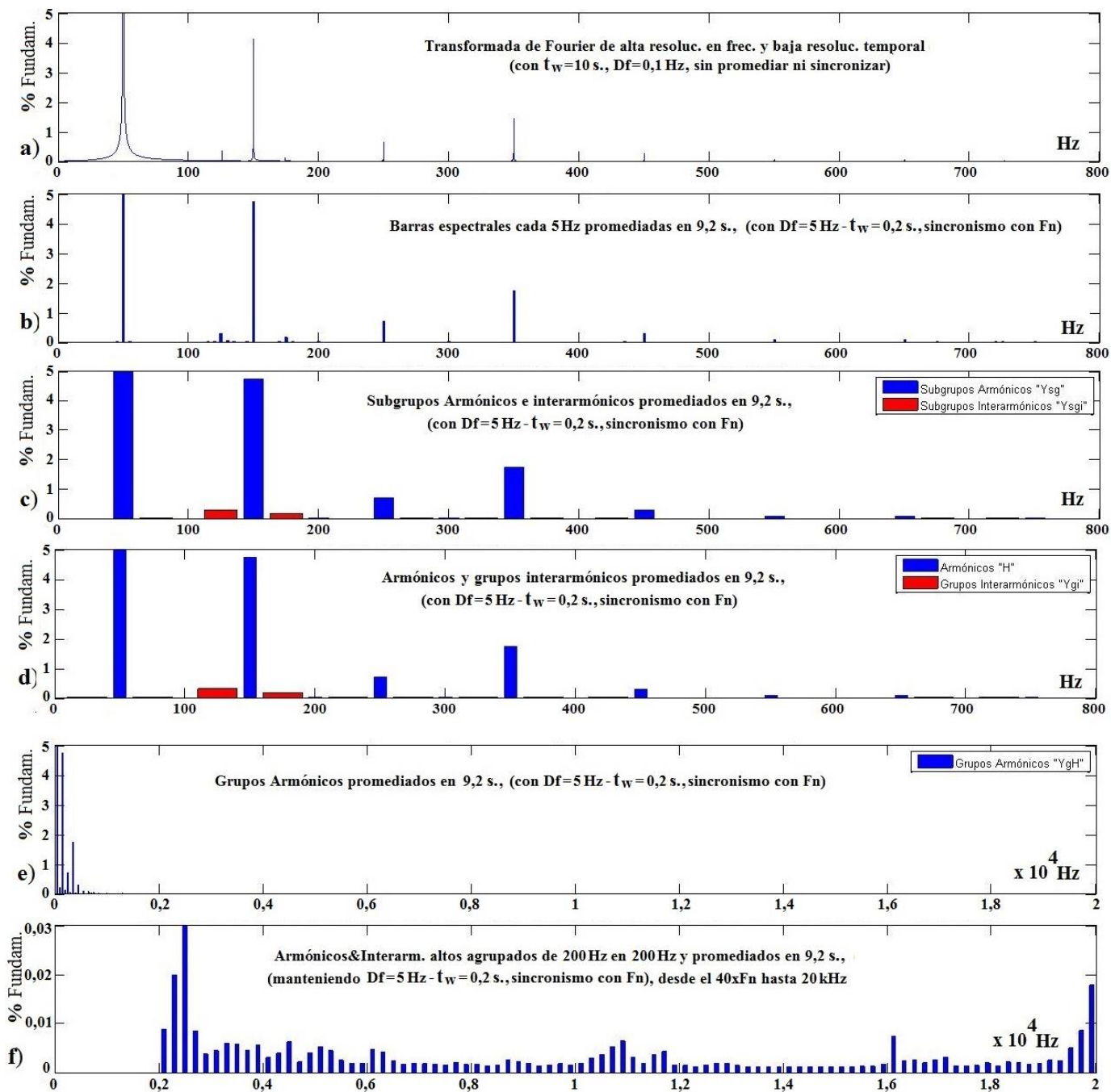


Figura 6.5 Respuesta en frecuencia de tensión de fase con red eléctrica alimentando motor sano M04 cargado con intensidad nominal (deslizamiento $s \approx 4,33\%$).

6.3.2.- Ensayos con alimentación de variador de Allen-Bradley «PowerFlex40».

El variador PowerFlex40 de Allen-Bradley puede trabajar tanto con control escalar como vectorial, y permite la posibilidad de seleccionar, entre un amplio rango de valores, una frecuencia de conmutación constante (y por lo tanto presentar una modulación asíncrona, típica en la mayoría de los convertidores de baja potencia). Todos los ensayos se han realizado deshabilitando la opción de «compensación por deslizamiento», para evitar cambios en la frecuencia de salida y mantener ésta lo más estable posible, como se requiere en el tipo de tratamiento de la señal en el estacionario.

6.3.2.1.- Control escalar.

En los apartados (a)-(d) de la figura 6.6 se muestra la parte baja del espectro de la intensidad de salida usando primero una transformada de Fourier con ventana de muestreo grande (10 s) y no sincronizada, (a), y las agrupaciones armónicas basadas en la normativa, (b)-(d); en el apartado (e) se muestra el espectro completo usando grupos armónicos y en el (f) sólo la parte alta, desde el 40 armónico, con agrupaciones en este caso de sólo 100 Hz para una mejor observación del mismo. En todos los apartados, excepto el (a), se usan ventanas cortas de 0,2 s sincronizadas con el fundamental y agrupadas también en el tiempo (46 ventanas de 0,2 s), exactamente igual que ya se describió en el apartado anterior para los ensayos con alimentación del motor directamente desde red eléctrica. Puede observarse que, al tratarse de corriente, la parte alta del espectro presenta valores de armónicos inferiores a los de la parte baja (al contrario que ocurre en el espectro de tensión, tal como se aprecia en la figura 6.7).

En la zona de bajas frecuencias pueden verse de nuevo interarmónicos debidos a excentricidad mixta, con una amplitud mucho mayor al resto (éstos disminuyen bastante con baja carga), como ocurría con alimentación de red. Estos interarmónicos provocan que los subgrupos (y también los grupos) interarmónicos YSgIH,0 y YSgIH,1 tengan un gran valor, y en menor proporción los subsiguientes, tal como se aprecia en los apartados (c)-(d) de la figura 6.6. Ampliando las gráficas de los apartados (a) y (b), se aprecia mejor cómo la fuga espectral y las intermodulaciones provocadas por estos interarmónicos situados alrededor del fundamental continúan extendiéndose en la zona de bajas frecuencias y reduciéndose según éstas crecen. Estos valores influirán en las tasas de distorsión que incluyan estas frecuencias.

Otros armónicos de intensidad como los 3, 11, 13, 17, 19, 23 y 25 (y en general impares no múltiplos de 3) de más altas frecuencias son casi imperceptibles, siendo más notables los valores de los armónicos 7 y sobre todo 5. De todos ellos se verá cómo evoluciona su valor al cambiar la frecuencia del armónico fundamental de salida, así como otros parámetros como la carga, modo de control o la frecuencia de conmutación; y sobre todo será interesante comparar estos valores con los obtenidos para el motor con una barra rota. También aparecen réplicas o intermodulaciones de los armónicos por excentricidad mixta alrededor de todos los armónicos sucesivos, mayores cuanto más cerca del fundamental, y situadas en las mismas posiciones relativas (ej. 26 y 74 Hz, 126 y 174 Hz, 226 y 274 Hz, etc., para un fundamental de 50 Hz en la salida del variador). Y también pueden observarse estas intermodulaciones en las bandas laterales de la parte alta del espectro (por ejemplo, a 4026 y 4074 Hz, 3926 y 3974 Hz, 4126 y 4174 Hz, 3826 y 3874 Hz, etc., para un fundamental de 50 Hz y una frecuencia de conmutación de 4 kHz). Esto se observa en mayor medida en el espectro de intensidad, sobre todo en la zona de bajas frecuencias.

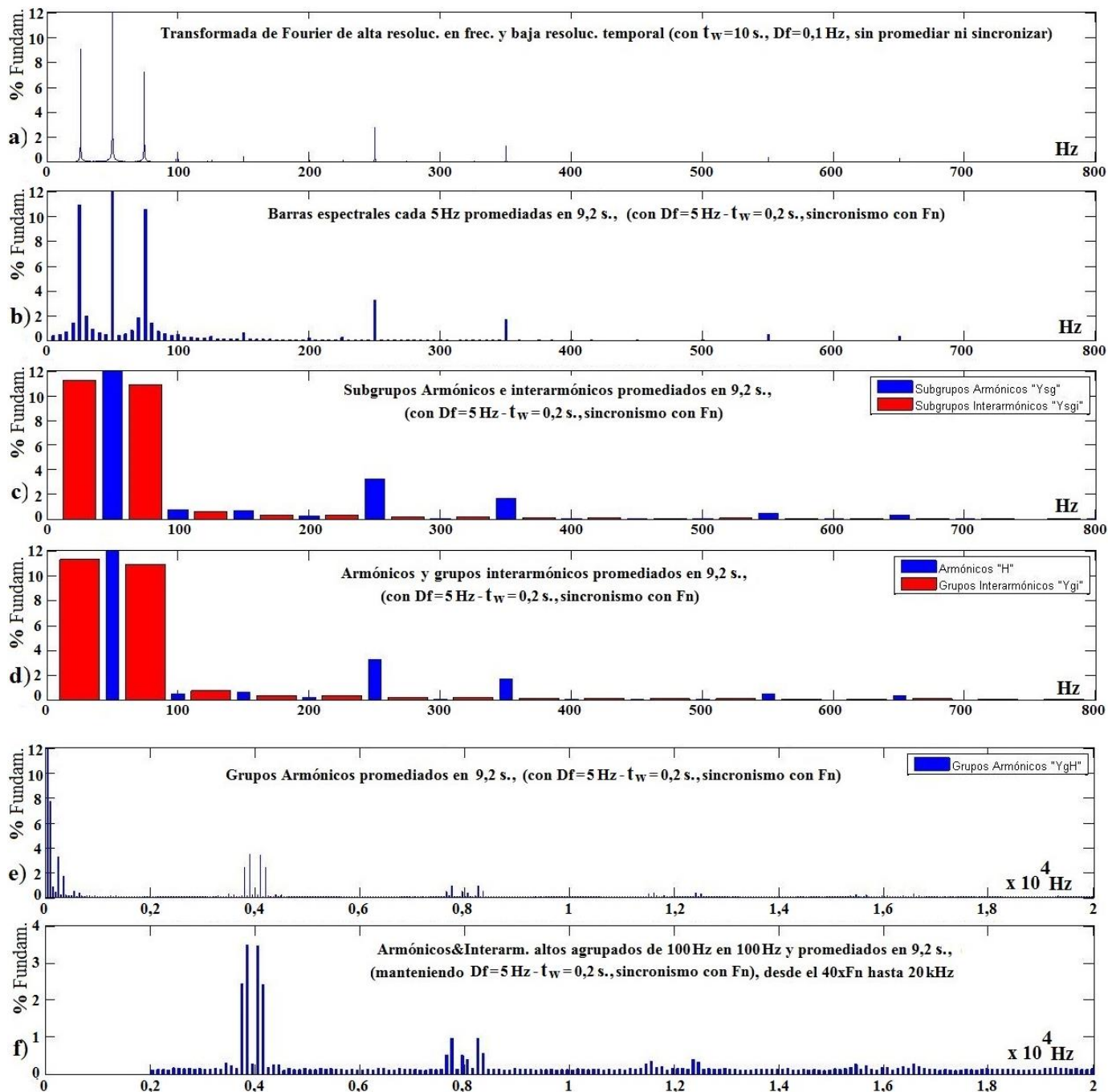


Figura 6.6 Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Allen Bradley, con control escalar, $f_1 = 50$ Hz y $f_c = 4$ kHz, alimentando motor sano M04 cargado con intensidad cerca de la nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).

Otros interarmónicos de menor amplitud que aparecen alrededor de cada frecuencia relacionada con el fundamental (cerca de armónicos en la parte baja y también adyacentes a múltiplos del fundamental alrededor de los múltiplos de la portadora en la parte alta del espectro) son los situados a unos ± 9 Hz de cada armónico. Estos interarmónicos llegan a predominar más que los propios múltiplos del fundamental cuanto más nos alejamos de la frecuencia central o múltiplo de la portadora, en la zona de altas frecuencias; y que los propios armónicos de la parte baja, sobre todo para aquéllos más altos o alejados del fundamental

(como los 17, 19, 25, 29, etc.). Esto ocurre tanto en el espectro de tensión como de corriente, aunque destacan más en el de tensión; y tanto en modo escalar como vectorial, al menos para este variador de Allen Bradley.

Todos los interarmónicos anteriores (los relacionados con excentricidad mixta, como los situados a 26 y 74 Hz para un fundamental de 50 Hz; y las bandas laterales a todos los múltiplos del fundamental, tanto en bajas como en altas frecuencias, situadas en estos ensayos a unos ± 9 Hz) varían su amplitud de forma considerable entre el motor sano y el motor roto; por lo que las tasas y grupos que midan los interarmónicos citados tendrán también valores diferentes, pudiendo ser usadas como nuevas firmas detectoras de fallo (incluso en primer lugar para el fallo por excentricidad que las origina, y no sólo por asimetría por barra rota). Este es un resultado novedoso de la tesis, sobre el que se volverá a insistir en este mismo capítulo y en el capítulo 7. Puede ser bueno poder medir únicamente interarmónicos en la parte alta del espectro y así diferenciarlos de los armónicos cuya amplitud pueda enmascarar la información que contengan los interarmónicos situados a su alrededor, al menos para frecuencias cuya relación sea síncrona (por ejemplo, para índices de modulación síncronos como los obtenidos utilizando $f_l = 40$ Hz, 50 Hz ó 60 Hz y frecuencias de conmutación como $f_c = 3$ kHz, 4 kHz ó 5 kHz, entre las usadas en nuestros ensayos). Por ello, puede ser conveniente definir una tasa que mida únicamente interarmónicos en la parte alta del espectro, además de las ya definidas para el resto de casos, aunque esta tasa sólo sería útil para casos con modulación síncrona.

En la zona de altas frecuencias se observan las típicas bandas de frecuencias laterales a los múltiplos de la frecuencia de conmutación (alrededor por tanto de 4 kHz, 8 kHz, etc. en este ensayo concreto). También se aprecia cómo las magnitudes de las bandas laterales del segundo grupo de la portadora son menores a las del primero, ya que la frecuencia del fundamental de salida es de 50 Hz y, como se vio en el apartado 4.2, para frecuencias mayores a unos 35 Hz, se obtenían mayores bandas laterales en el primer múltiplo de f_c . También se observa que las bandas laterales al primer múltiplo de f_c son las de valores pares del fundamental, $f_c \pm 2f_l$, $f_c \pm 4f_l$; y las situadas alrededor del segundo múltiplo de f_c son las de valores impares y no múltiplos de 3 del fundamental, $2f_c \pm 1f_l$, $2f_c \pm 5f_l$. Para los subsiguientes múltiplos más altos de la portadora, sus bandas laterales van disminuyendo en amplitud, aplanándose en sus bandas más centrales y con un relativamente grande crecimiento de las más alejadas de nf_c , dando la sensación de que se van expandiendo, aunque con una amplitud cada vez más imperceptible. Esto último se aprecia mejor en el espectro de tensión, en los apartados (e) y (f) de la figura 6.7, donde se pueden ver ampliadas bandas laterales como las de las posiciones $3f_c \pm 8f_l$, $3f_c \pm 10f_l$ ó $4f_c \pm 7f_l$, $4f_c \pm 11f_l$. La parte alta del espectro, relacionada con la intermodulación entre la frecuencia portadora f_c y la moduladora f_l , se observa mejor en tensión que en corriente. Y viceversa, es mayor el contenido armónico de la corriente en bajas frecuencias respecto a las altas; pero en el conjunto del espectro la corriente tiene menor distorsión que la tensión, debido al filtrado de las altas frecuencias de intensidad realizado por el propio motor. La parte alta de todos los espectros de intensidad decrece más rápidamente con la frecuencia que los de tensión, por el efecto inductivo de filtrado del motor. Si se amplía la escala y se trabaja con mayor resolución espectral, se ve que en general es más sucio el espectro de tensión en altas frecuencias que el de corriente, como cabía prever en un convertidor de este tipo. Esto se apreciará igualmente en las tasas de distorsión, como se verá más adelante.

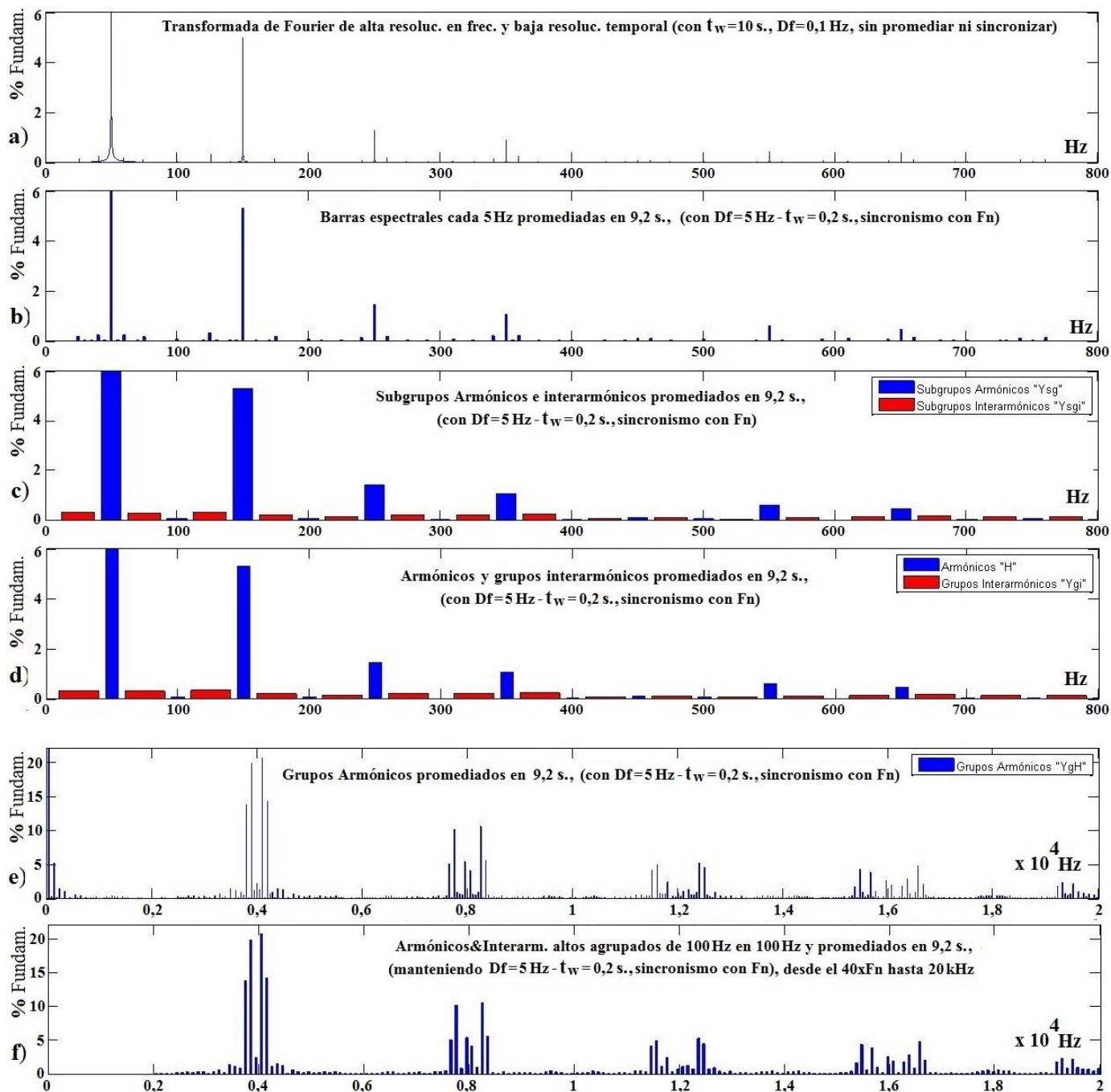


Figura 6.7 Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Allen Bradley, con control escalar, $f_1 = 50$ Hz y $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano M04 cargado con intensidad cercana a la nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).

En la parte baja del espectro de tensión, (apartados (a)-(d) de la figura 6.7), destaca el 3er. armónico, disminuyendo progresivamente los impares no múltiplos de 3, como el 5° y 7°, con mucho menor valor los 11 y 13, y llegándose apenas a apreciar los 17 y 19; todos ellos con niveles porcentuales similares a los del espectro de intensidad, si exceptuamos el 3er. armónico de tensión que es el más fuerte tras el fundamental (y en mucha menor medida los 23 y 25, sólo apreciables si se aumenta la escala).

El análisis de la parte alta de ambos espectros (tanto de intensidad como de tensión, y también para control vectorial como se verá seguidamente) permite deducir que el variador *PowerFlex* de *Allen Bradley* podría utilizar una modulación similar a la PWM-senoidal (con portadora triangular y moduladora senoidal) con muestreo natural o bien regular asimétrico (por la anulación de las bandas impares múltiplo de 3 alrededor de los múltiplos pares de la portadora), aunque también se podría estar usando modulación espacial vectorial, que ya se vio en el capítulo 4 que mostraba un espectro similar. Queda descartado que pueda ser un variador cuyo inversor use modulación con control en lazo cerrado con histéresis, y tampoco con modulación aleatoria o *random*, cuyos espectros serían mucho más dispersos e impredecibles en su parte alta, como se verá ocurre con los obtenidos con el variador Altivar.

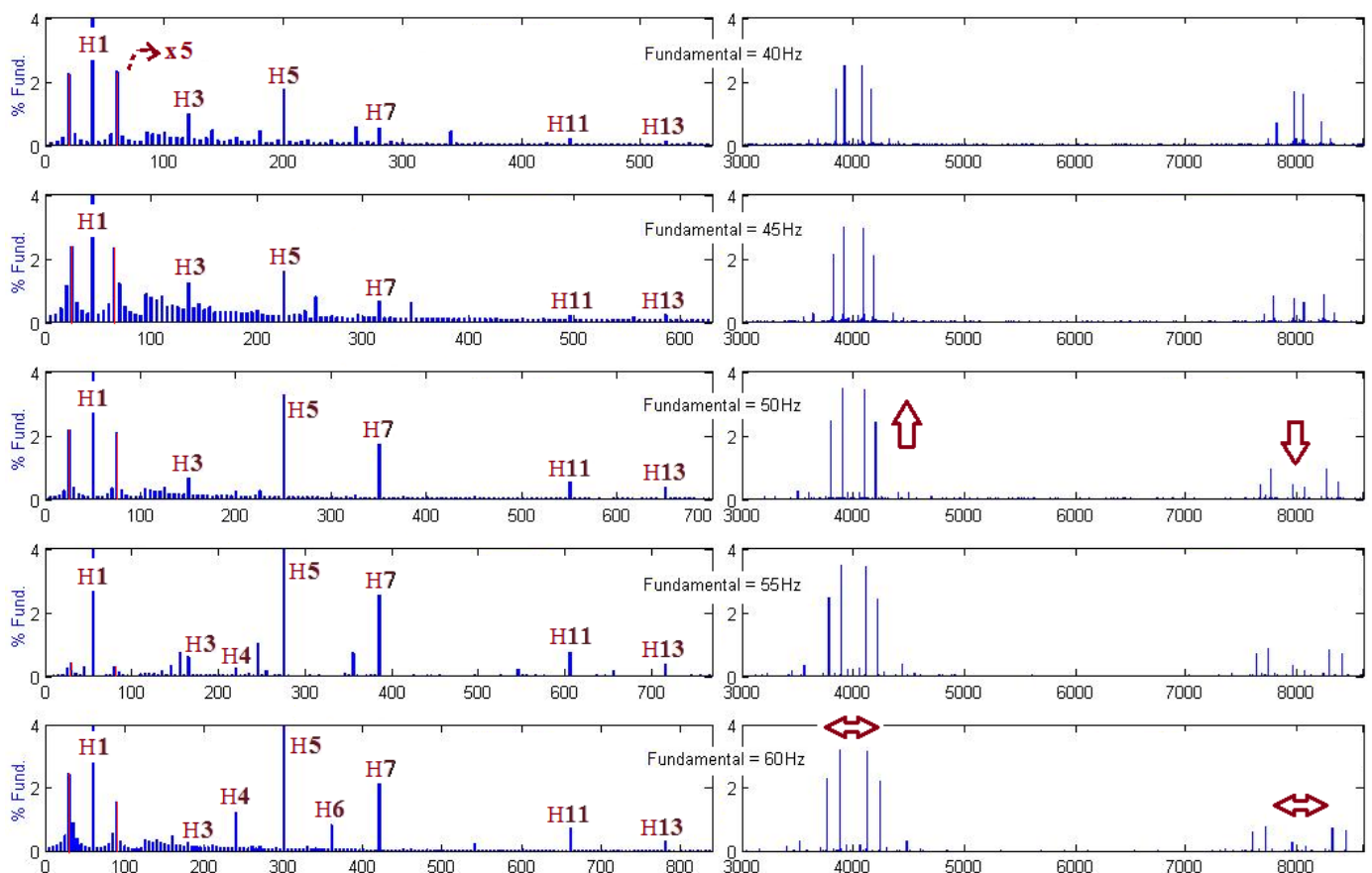


Figura 6.8 Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Allen Bradley, con control escalar, $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano M04 cargado con intensidad cercana a la nominal ($s \approx 3,7\%$), para varias frecuencias de salida.

En la figura 6.8 se representan los espectros de salida de intensidad en función de diferentes valores de frecuencias de salida ($f_l = 40$ Hz, 45 Hz, 50 Hz, 55 Hz y 60 Hz), usando siempre ventanas de adquisición de 0,2 s (barras espectrales de 5 Hz) sincronizadas con cada fundamental y con agregaciones temporales de 9,2 s. Al variar la frecuencia de la intensidad de salida fundamental se observa que, para frecuencias mayores que la nominal (55 y 60 Hz) se produce un gran aumento de los armónicos 5 y 7, así como de otros impares como los 11 y 13, permaneciendo el 3er. armónico en niveles menores a los que ya tenía para frecuencias fundamentales inferiores. Esto indica el posible uso de sobremodulación frente a otras posibles técnicas, con el consiguiente aumento de estos armónicos impares de baja frecuencia

(esto puede influir en el aumento de las barras espectrales laterales a estos armónicos debidas a asimetrías en el rotor como las barras rotas). Los interarmónicos debidos a excentricidad, alrededor del fundamental, han sido atenuados por 5 para poder observar mejor el resto de valores (curiosamente, para $f_l = 55$ Hz desaparecen prácticamente estos interarmónicos). También surgen armónicos pares, como el 4° y 6°, para valores superiores a la frecuencia nominal de salida. Otros interarmónicos, como los que se observan alrededor del fundamental de 45 Hz, pueden ser debidos a la fuga espectral producida por las principales frecuencias por excentricidad (sobre unos 23 y 67 Hz), que en este caso están más lejos de ser múltiplos de las barras espectrales usadas de 5 Hz, dando lugar a un gran *leakage* (sin embargo, usando transformada de Fourier con ventana de muestreo y resolución grande (10 s), no se aprecian estos interarmónicos).

En la zona de altas frecuencias se observa cómo al aumentar la frecuencia fundamental tienden a aumentar las amplitudes de las bandas laterales alrededor de múltiplos de la portadora ($1 \cdot f_c \pm 2 \cdot f_l$, $1 \cdot f_c \pm 4 \cdot f_l$, $2 \cdot f_c \pm 7 \cdot f_l$), y a reducirse en otros ($2 \cdot f_c \pm 1 \cdot f_l$); tal como se comentó en el apartado 4.2 (véase figura 4.22). Por encima de 50 Hz no se aprecian grandes cambios en las amplitudes de las principales bandas laterales alrededor del primer múltiplo de f_c , pero sí continúan variando en el segundo (en $2 \cdot f_c \pm 7 \cdot f_l$ y $2 \cdot f_c \pm 1 \cdot f_l$). La expansión a lo ancho se debe al lógico aumento de la distancia de estas bandas al múltiplo de la portadora correspondiente, ya que se está incrementando la frecuencia fundamental en cada una de las gráficas (y por ello, si se aumenta f_l , tiene también que crecer la distancia de $m \cdot f_c$ a $n \cdot f_l$).

Consideraciones similares pueden hacerse de los espectros de salida de tensión en función de diferentes valores de frecuencias de salida (figura 6.9). En la parte baja destaca la presencia del 3er. armónico y el incremento de los 5, 7, 11 y 13 al aumentar la frecuencia fundamental de salida del variador (sobre todo de los armónicos 5 y 7 por encima de los 50 Hz nominales de salida, produciéndose una reducción en cambio en el 3er. armónico). En la parte alta se aprecian incrementos en el grupo alrededor del primer múltiplo de la portadora, y mayores cambios en el segundo grupo alrededor de f_c , sobre todo una fuerte reducción de las bandas $2 \cdot f_c \pm 1 \cdot f_l$ y un aumento de las frecuencias $2 \cdot f_c \pm 7 \cdot f_l$, al incrementar la frecuencia fundamental de salida. A partir de 50 Hz se estabilizan estos valores alrededor del primer múltiplo de f_c . En cualquier caso, los niveles porcentuales normalizados (y también absolutos) de armónicos altos de tensión son bastante mayores que los de intensidad.

Hay que destacar que los armónicos 5, 7 y 11 presentan valores considerables a partir de 50 Hz, estando más aislados de interarmónicos cercanos con fundamentales de 60 Hz y sobre todo de 55 Hz. Es probable, para frecuencias fundamentales de salida menores, que dichos armónicos tengan algo de modulación de amplitud por las bandas laterales cercanas que presentan, de pequeño valor, pero relativamente grandes si se las compara con la amplitud de estos armónicos a las frecuencias mencionadas. Por tanto, parece que, con unos 55 Hz de frecuencia de salida, los armónicos alrededor de los cuales se presentan las frecuencias características de fallo por barras rotas son de mayor tamaño y con menor contenido interarmónico a su alrededor. Habría que ver, en un paso posterior, si en esa zona de frecuencias se observan mejor las bandas laterales que aparezcan con motor roto.

Todo ello, como es lógico repercute en los valores de las tasas de distorsión, parciales y totales, que contengan cada zona de frecuencias considerada.

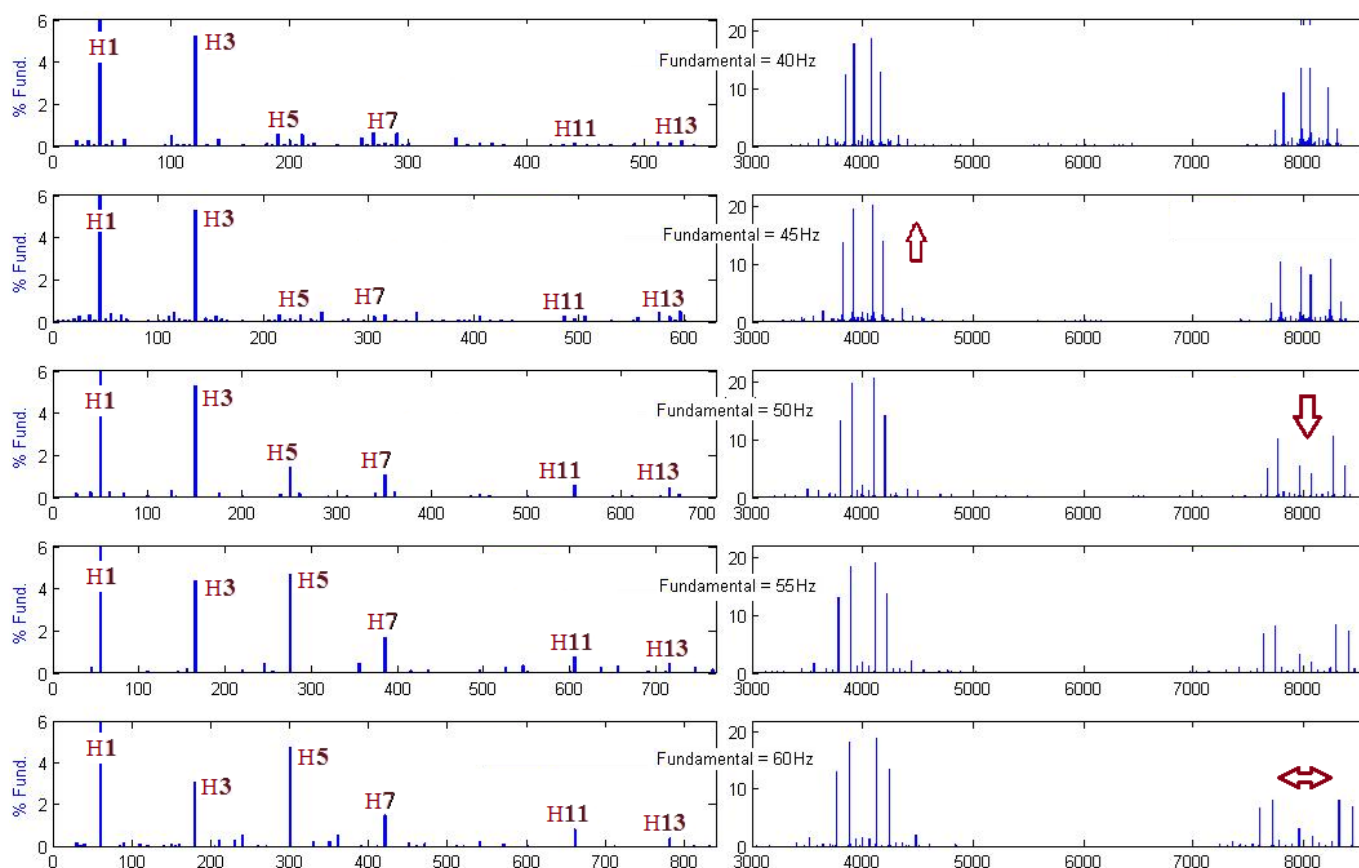


Figura 6.9 Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Allen Bradley, con control escalar, $f_c = 4$ kHz, alimentando motor sano M04 cargado con intensidad cercana a la nominal ($s \approx 3,7\%$), para varias frecuencias de salida.

Muchas de estas apreciaciones son aplicables para alimentación con este variador Allen-Bradley, tanto con control vectorial como escalar, motor sano o roto, y apreciándose mejor para valores altos de carga. No obstante, se harán las matizaciones necesarias en los apartados siguientes sobre las diferencias existentes entre todos estos ensayos.

6.3.2.2.- Control vectorial.

Es necesario destacar primero que, con el control vectorial, pese a que los contenidos armónicos no se diferencien mucho de los obtenidos con control escalar, sin embargo, el consumo ha sido menor que con el control escalar, para un mismo deslizamiento y par de frenado. Con control escalar, para los ejemplos de las figuras 6.6 y 6.7, el convertidor suministró una corriente fundamental de 1,81 A con una tensión fase-neutro (siempre con el neutro flotante) de 250 V; y para los ensayos que se verán a continuación de las figuras 6.10 y 6.11 con control vectorial sólo fueron necesarios 1,69 A para una tensión de 239 V. No hay que olvidar que el control vectorial no implica que la modulación sea vectorial espacial SV-PWM; puede ser el mismo tipo de modulación PWM que con control escalar (hay que diferenciar entre el control vectorial del par y velocidad y la modulación vectorial que se estudió en el apartado 4.2 de esta tesis).

En la respuesta en frecuencia de intensidad (figura 6.10) se aprecia un aumento, respecto a la figura 6.6 con control escalar, de las bandas alrededor del fundamental (debidas seguramente a excentricidad mixta, como ya se comentó, y por ello de los subgrupos interarmónicos $Y_{SgIH,0}$ y $Y_{SgIH,1}$ que las contienen. Estas frecuencias están situadas en estos ejemplos a unos 26 y 74 Hz, y dado que el fundamental es de 50 Hz, el número de pares de polos del motor es 2 y el deslizamiento es 0,0313, podrían corresponder a la pareja de frecuencias para $m = 1$ situadas en $f_l \cdot (1 \pm m(1-s)/p)$, según se vio en el apartado 4.1 para los fallos por excentricidad mezcla de estática y dinámica, o mixta. Por lo demás, en la parte baja se observa una disminución de los armónicos 11, 13 y sobre todo el 5 y 7. Puede que esta reducción del armónico conlleve otra reducción en las posibles bandas laterales debidas a fallos en el rotor con la consiguiente pérdida de sensibilidad a la detección de averías, o por el contrario sea independiente al valor de dichos armónicos. En la parte de altas frecuencias sólo se aprecia, respecto al control escalar, un aumento de las primeras bandas laterales alrededor del primer múltiplo par de la portadora, es decir en frecuencias como $2f_c \pm 1f_l$

En la respuesta en frecuencia de la salida de tensión no se observan grandes diferencias con el control escalar, exceptuando una disminución de los armónicos 3, 7 y sobre todo el número 5 (ver apartados (a)-(d) de la figura 6.11 comparados con los mismos de la figura 6.7); además de un aumento en las primeras bandas laterales alrededor de los múltiplos pares de la frecuencia portadora, en posiciones de frecuencias del tipo $2f_c \pm 1f_l$ y $4f_c \pm 1f_l$ (ver apartados (e)-(f)). Por otra parte, debe notarse la presencia también de pequeñas bandas laterales cercanas a algunos armónicos bajos como el 1, 3, 5, 7, 11, a una distancia de unos ± 9 Hz de cada uno de ellos, posiblemente debidas a una modulación de baja frecuencia en la amplitud de dichos armónicos, y que también se reproducen en las bandas adyacentes a los múltiplos de la portadora en la zona de altas frecuencias. En los armónicos más altos, dentro de la zona de bajas frecuencias, estas bandas laterales llegan a superar a los propios armónicos en amplitud. Esto también ocurría con el control escalar.

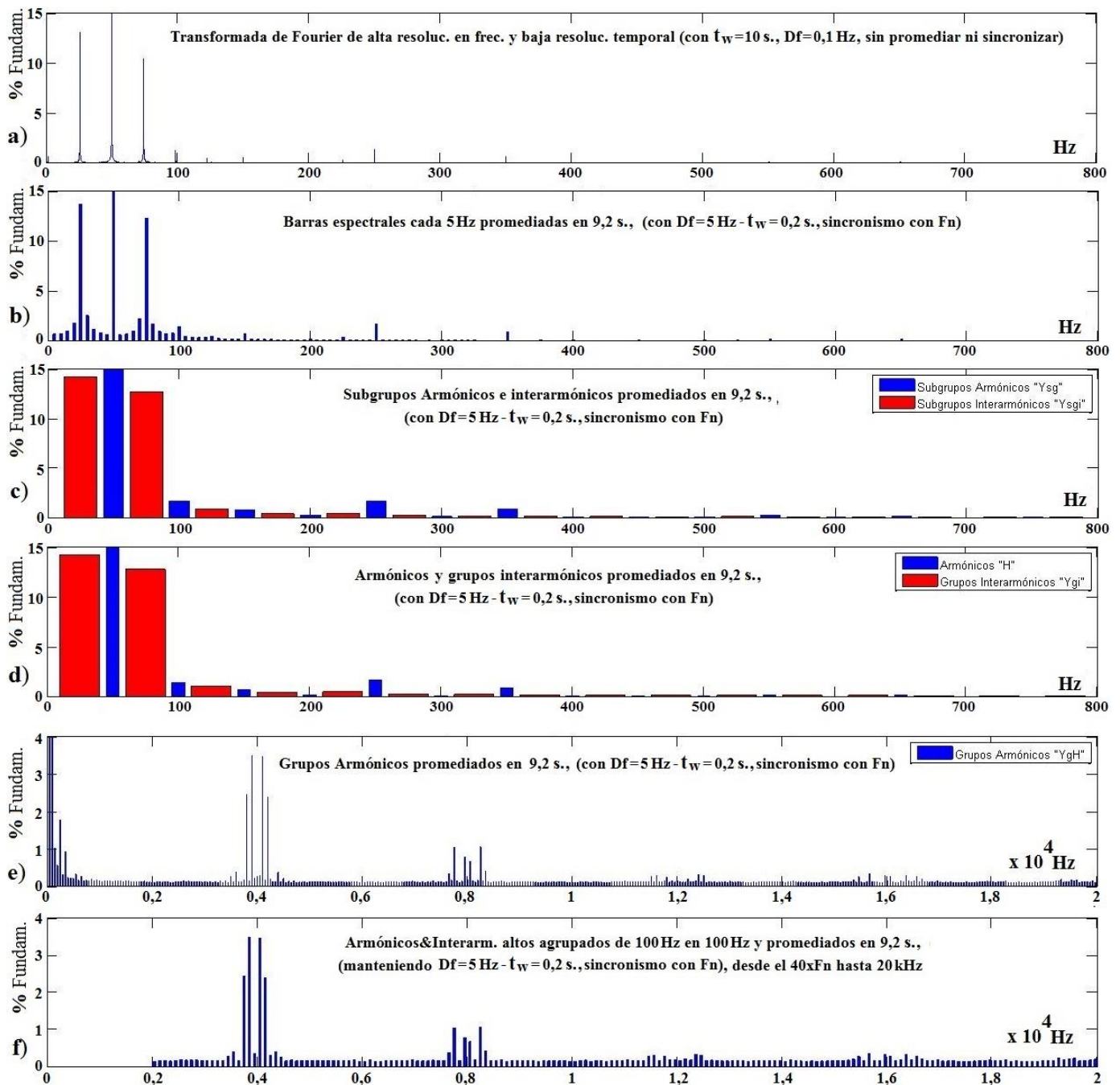


Figura 6.10 Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Allen Bradley, con control vectorial, $f_1 = 50$ Hz y $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano M04 cargado con intensidad cercana a la nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).

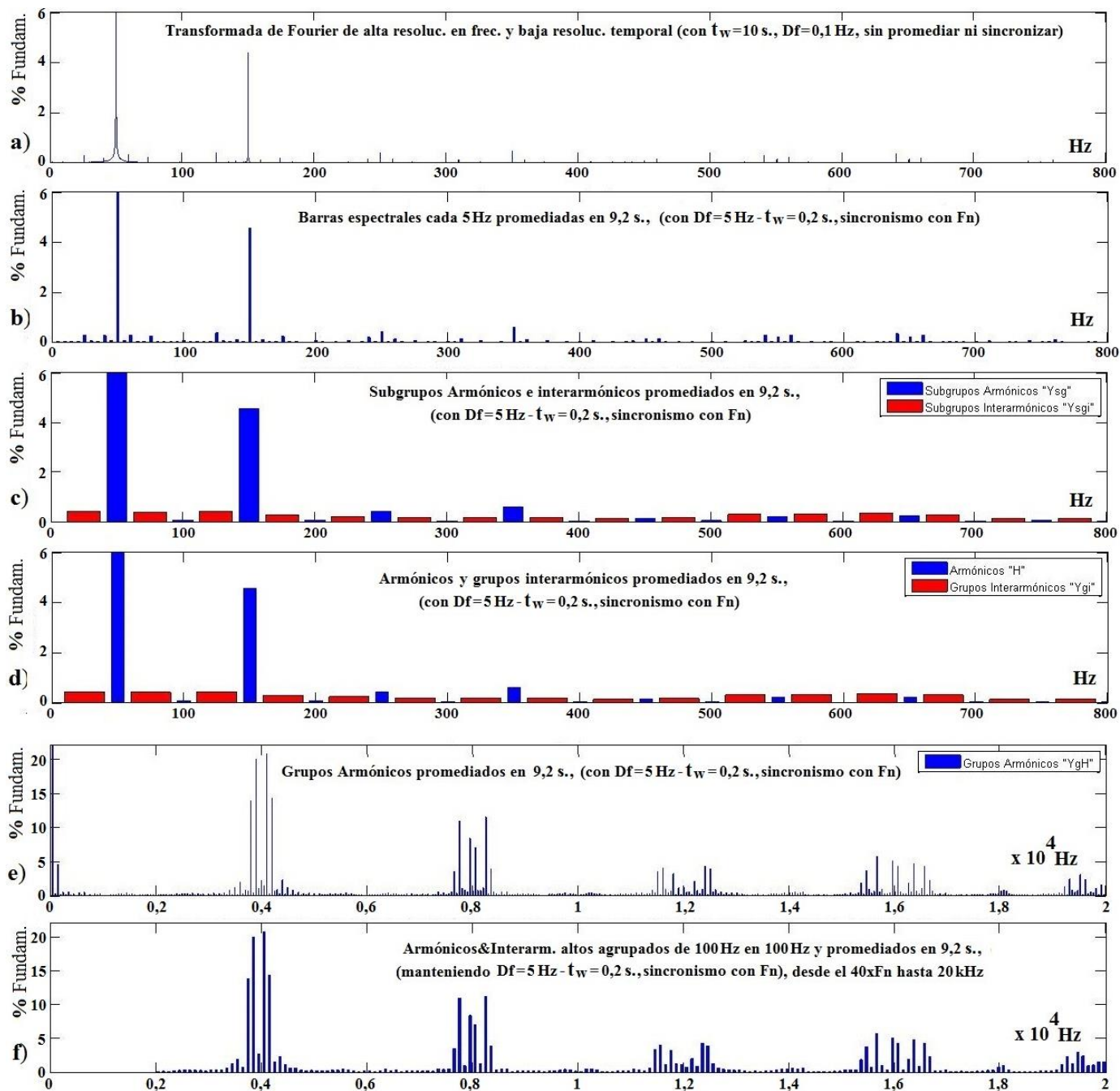


Figura 6.11 Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Allen Bradley, con control vectorial, $f_l = 50$ Hz y $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano M04 cargado con intensidad nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).

Con control vectorial, los espectros de tensión e intensidad al variar la frecuencia de salida son similares a con control escalar, salvo los mencionados 5, 7 y 11 armónicos que sobre todo con 50 Hz tienen un valor mucho menor que con control escalar (puede por ello ser mejor el control escalar si esto influye en la detección de barras rotas, aunque sea a costa de empeorar la distorsión armónica total). La parte alta de ambos espectros evoluciona igual que se vio con el control escalar, sin grandes diferencias, al variar la frecuencia de salida. En las figuras 6.12

y 6.13 se muestran los espectros para control vectorial de intensidad y de tensión, respectivamente, siendo este último el que cambia algo más respecto al control escalar. Se muestran sólo algunas de las frecuencias de salida más relevantes analizadas (40, 50 y 60 Hz).

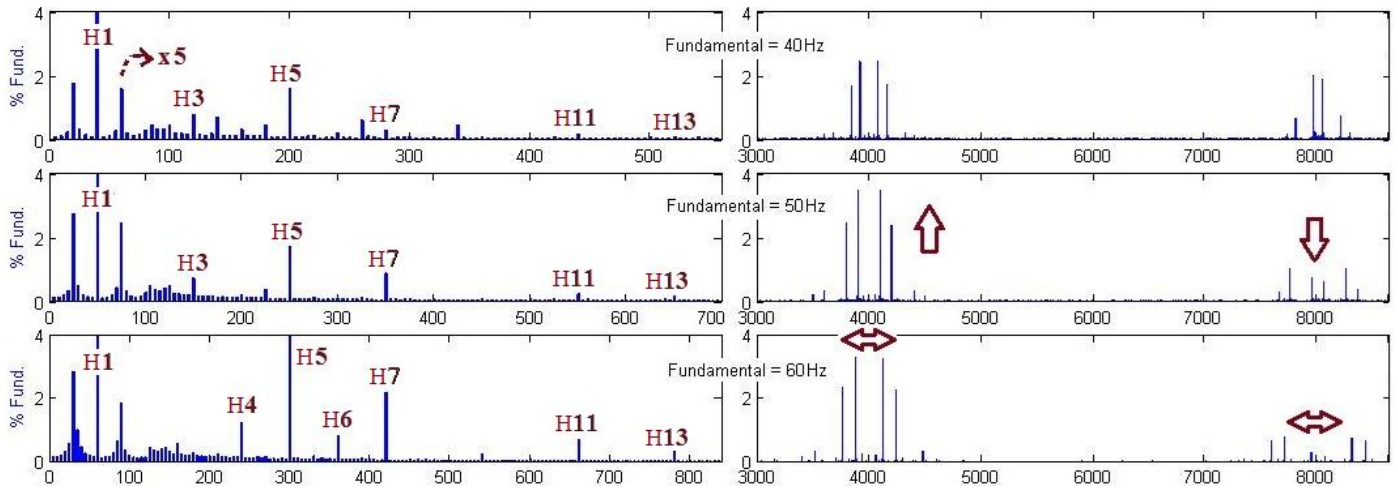


Figura 6.12 Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Allen Bradley, con control vectorial, $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano M04 cargado con intensidad nominal ($s \approx 3,7\%$), para varias frecuencias de salida.

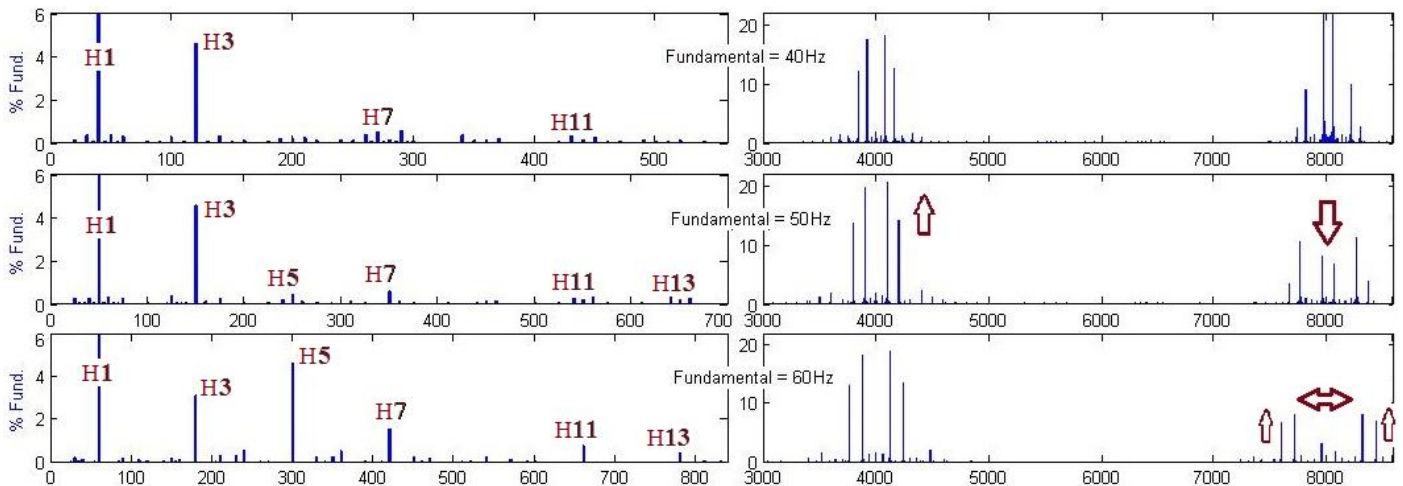


Figura 6.13 Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Allen Bradley, con control vectorial, $f_c = 4$ kHz, alimentando motor sano M04 cargado con intensidad nominal ($s \approx 3,7\%$), para varias frecuencias de salida.

6.3.2.3.- Influencia de la frecuencia de conmutación, de la carga y de la frecuencia fundamental en el variador de Allen Bradley.

Al incrementar la frecuencia de conmutación se obtienen menores amplitudes en general de las bandas situadas alrededor de los múltiplos de la portadora, con menores contenidos armónicos en todos los grupos (especialmente en el primer y segundo múltiplo de f_c del espectro de intensidad). Esta apreciación sólo puede hacerse para los ensayos realizados con el variador de Allen Bradley, ya que es el único que permite variar la frecuencia de conmutación para cada uno de sus distintos modos de control, escalar y vectorial.

La parte baja del espectro no se ve apenas afectada por el valor concreto de la frecuencia de conmutación, tanto en tensión como en intensidad. En la parte alta donde más afecta el valor de f_c es en el espectro de intensidad y en menor proporción en el de tensión, tal como se aprecia en la figura 6.14, obtenida a partir de ensayos con el variador de Allen Bradley, control vectorial, $f_1 = 40$ Hz, excitando el motor con una barra rota *M01* con una intensidad cercana a la nominal (y un deslizamiento $s \approx 3,8\%$).

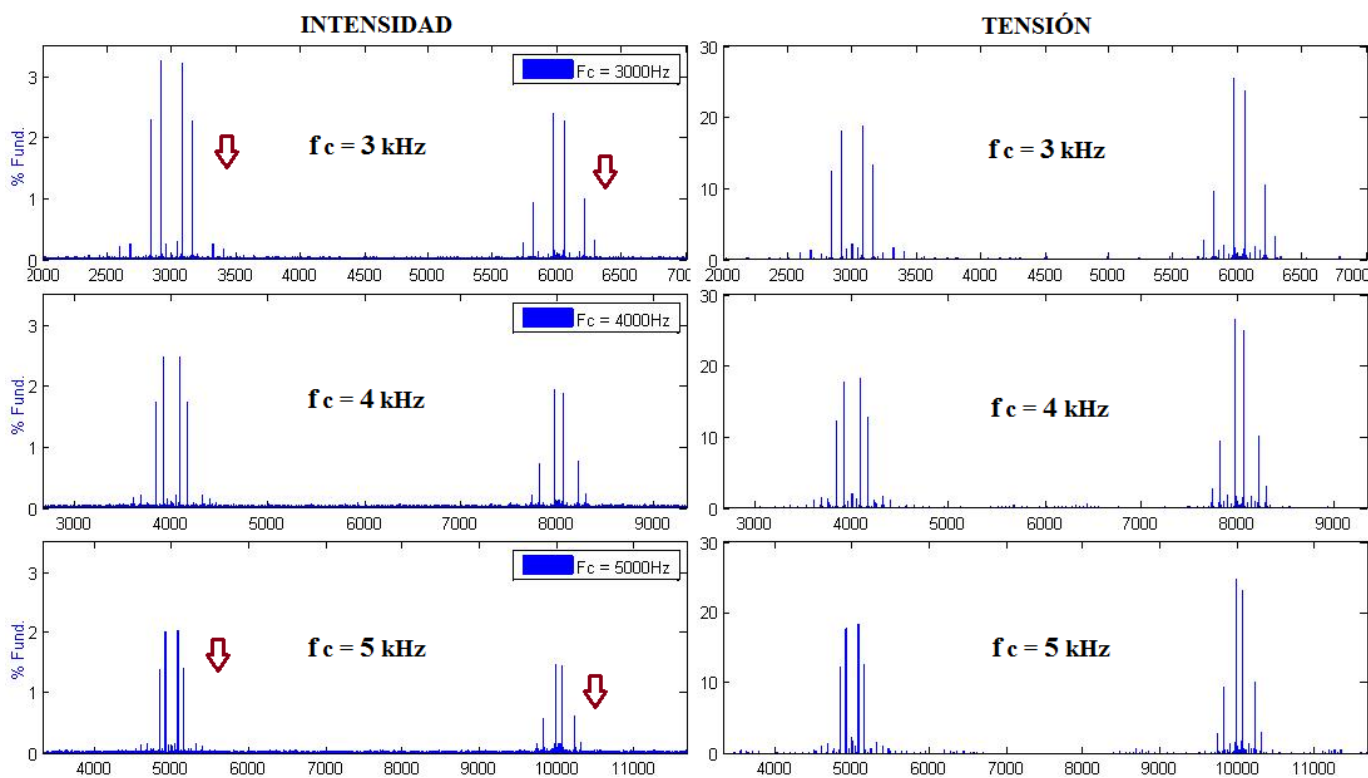


Figura 6.14 Influencia de la frecuencia de conmutación f_c en la parte alta de la respuesta en frecuencia del variador. Ejemplo con ensayos para variador Allen Bradley, control vectorial, $f_1 = 40$ Hz, motor con barra rota *M01* con intensidad nominal.

Esto da lugar a que las tasas de distorsión que contengan estas zonas de altas frecuencias se vean más afectadas por el valor de la frecuencia de conmutación que las que sólo aporten información de la parte baja del espectro. En las tablas 6.5, 6.6 y 6.7 se muestran las variaciones que sufren con la frecuencia de conmutación las tasas de distorsión de intensidad armónica total de la parte baja de frecuencias $THD_{I_{LF}}$, de armónicos e interarmónicos de sólo la parte alta de frecuencias $TH_{IHDg_{I_{HF}}}$, y las tasas parciales de armónicos e

interarmónicos alrededor de los cuatro primeros múltiplos de la frecuencia de conmutación, $PHFD_{fc_1}$ a $PHFD_{fc_4}$. Todos los datos están obtenidos de mediciones de la intensidad de salida en diferentes ensayos con variador de Allen-Bradley con control vectorial, conectado al motor con barra rota $M01$ en estrella con neutro flotante, para diferentes cargas o deslizamientos y frecuencias fundamentales de salida y de conmutación del variador. Téngase en cuenta que la tasa total para altas frecuencias $TH_{IHDg_I_HF}$ está compuesta principalmente por estas cuatro tasas parciales $PHFD_{fc_1}$ - $PHFD_{fc_4}$, por lo que las variaciones de éstas afectarán directamente al valor de dicha tasa total.

Tabla 6.5 Tasas de distorsión de intensidad al variar f_c de conmutación, con $f_1 = 40$ Hz, para variador de Allen-Bradley con control vectorial, conectado a motor con barra rota $M01$.

FREC. FUND.	Desliztos (%)	FREC. CONM.	THD_{ILF}	TH_{IHDg_IHF}	$PHFD_{fc_1}$	$PHFD_{fc_2}$	$PHFD_{fc_3}$	$PHFD_{fc_4}$
		3 kHz	1,70%	7,77%	5,68%	3,68%	1,46%	1,55%
40Hz	3,83%	4 kHz	1,76%	6,75%	4,39%	3,07%	1,39%	1,47%
		5 kHz	1,84%	6,11%	3,66%	2,50%	1,32%	1,39%
		3 kHz	1,85%	8,60%	5,86%	4,54%	1,83%	1,79%
40Hz	0,33%	4 kHz	1,97%	7,48%	4,52%	3,77%	1,69%	1,65%
		5 kHz	1,77%	6,88%	3,79%	3,13%	1,63%	1,64%

Tabla 6.6 Tasas de distorsión de intensidad al variar f_c de conmutación, con $f_1 = 50$ Hz, para variador de Allen-Bradley con control vectorial, conectado a motor con barra rota $M01$.

FREC. FUND.	Desliztos (%)	FREC. CONM.	THD_{ILF}	TH_{IHDg_IHF}	$PHFD_{fc_1}$	$PHFD_{fc_2}$	$PHFD_{fc_3}$	$PHFD_{fc_4}$
		3 kHz	2,80%	8,49%	7,69%	2,25%	1,04%	0,89%
50Hz	3,13%	4 kHz	3,15%	6,95%	5,92%	1,87%	0,96%	0,89%
		5 kHz	2,41%	6,21%	4,96%	1,65%	0,97%	0,93%
		3 kHz	2,28%	9,52%	8,27%	2,80%	1,20%	1,22%
50Hz	0,33%	4 kHz	1,77%	8,16%	6,46%	2,44%	1,26%	1,31%
		5 kHz	2,21%	7,12%	5,21%	2,07%	1,22%	1,27%

Tabla 6.7 Tasas de distorsión de intensidad al variar f_c de conmutación, con $f_1 = 60$ Hz, para variador de Allen-Bradley con control vectorial, conectado a motor con barra rota $M01$.

FREC. FUND.	Desliztos (%)	FREC. CONM.	THD_{ILF}	TH_{IHDg_IHF}	$PHFD_{fc_1}$	$PHFD_{fc_2}$	$PHFD_{fc_3}$	$PHFD_{fc_4}$
		3 kHz	8,54%	8,07%	7,44%	2,08%	1,08%	0,73%
60Hz	4,39%	4 kHz	8,65%	6,48%	5,73%	1,68%	0,95%	0,72%
		5 kHz	8,45%	5,72%	4,74%	1,45%	0,91%	0,77%
		3 kHz	10,45%	10,90%	10,04%	2,78%	1,45%	1,01%
60Hz	0,33%	4 kHz	10,80%	8,71%	7,73%	2,23%	1,26%	0,96%
		5 kHz	10,26%	7,57%	6,39%	1,94%	1,20%	0,99%

Se observa que en todos los casos se reducen las tasas de distorsión con contenido armónico de alta frecuencia, a medida que se aumenta la frecuencia de conmutación; y en cambio la tasa THD_{I_LF} apenas sufre variaciones (si se varía únicamente f_c). También se aprecia que con baja carga o deslizamiento hay más contenido armónico e interarmónico de corriente en altas frecuencias que con alta carga. A bajas frecuencias influyen más los interarmónicos debidos a excentricidad, mucho mayores con cargas o deslizamientos altos (y con fundamentales de 50 Hz o inferiores), como se verá en las tasas que midan interarmónicos como la $TIHDg_{I_LF}$, que los debidos a la parte de altas frecuencias (estos últimos vemos que dependen más de la frecuencia de conmutación, de la frecuencia fundamental de salida y de la propia carga).

Todo lo comentado anteriormente es aplicable a variadores como éste de Allen Bradley, con modulaciones del tipo PWM senoidal, cuyas frecuencias de conmutación y múltiplos están lo bastante alejadas como para no influir en la parte de bajas frecuencias. Además, en estas modulaciones con espectros del tipo PWM senoidal, se atenúan de una forma más clara todos los interarmónicos alrededor de cada grupo múltiplo de f_c , a medida que se alejan de dicha frecuencia, que los que aparecen en modulaciones del tipo aleatoria o con control en lazo cerrado, que se verán en el variador Altivar. En éstas, pueden interferir entre sí más las zonas de bajas y altas frecuencias (pese a que la f_c teórica es mayor, de 10 kHz en los modos de par variable del variador Altivar, al ser una modulación tipo *random*, aparecerán interarmónicos hasta alrededor de 2 kHz).

También se aprecia que, al aumentar la frecuencia del fundamental de salida, también lo hace la tasa de distorsión a bajas frecuencias THD_{I_LF} , sobre todo a partir de 50 Hz. A altas frecuencias hay un incremento de la tasa $TH_{IHD_{I_HF}}$ al aumentar el valor del fundamental, para baja carga, debido sobre todo al incremento de la primera tasa parcial $PHFD_{fc_1}$. En cambio, los grupos $PHFD_{fc_2}$ - $PHFD_{fc_4}$ de más altas frecuencias disminuyen al aumentar f_l . El incremento de THD_{I_LF} con la frecuencia fundamental es más fuerte por encima de la frecuencia nominal ($f_l = 50$ Hz), del mismo modo que en la tasa de frecuencias altas de intensidad para baja carga.

En las tablas 6.8 - 6.10 se muestran las tasas obtenidas con señales de tensión de fase, para los mismos ensayos. A diferencia de lo observado con la intensidad, en la tensión no se presentan apenas cambios en la parte de altas frecuencias al variar f_c . Su tasa THD_{V_LF} se incrementa ligeramente al bajar la carga, así como la de altas frecuencias $TH_{IHDg_{V_HF}}$ (motivada sobre todo por las frecuencias más altas, contenidas a partir de $PHFD_{fc_2}$). Al incrementar la frecuencia fundamental de salida, crece la tasa de bajas frecuencias THD_{V_LF} sobre todo por encima de 50 Hz, y decrece en gran medida el contenido armónico en altas frecuencias (realmente, hasta 50 Hz, crece $PHFD_{fc_1}$ pero se reducen más fuertemente los demás grupos a partir de $PHFD_{fc_2}$) medido en su conjunto por la tasa $TH_{IHDg_{V_HF}}$ que disminuye al aumentar la frecuencia fundamental de salida, incluso por encima de 50 Hz.

Tabla 6.8 Tasas de distorsión de tensión al variar f_c de conmutación, con $f_1 = 40$ Hz, para variador de Allen-Bradley con control vectorial, conectado a motor con barra rota M01.

FREC. FUND.	Desliztos (%)	FREC. CONM.	THD_VLF	TH_IHDg_VHF	PHFD_fc_1	PHFD_fc_2	PHFD_fc_3	PHFD_fc_4
		3 kHz	5,23%	66,10%	32,06%	38,08%	18,69%	25,43%
40Hz	3,83%	4 kHz	5,19%	66,32%	31,35%	39,40%	19,75%	26,13%
		5 kHz	5,23%	63,88%	31,61%	37,36%	18,75%	25,25%
		3 kHz	5,64%	71,29%	30,67%	44,64%	22,34%	27,82%
40Hz	0,33%	4 kHz	5,55%	71,59%	29,98%	46,03%	23,28%	28,09%
		5 kHz	5,64%	69,63%	30,02%	44,75%	22,96%	28,10%

Tabla 6.9 Tasas de distorsión de tensión al variar f_c de conmutación, con $f_1 = 50$ Hz, para variador de Allen-Bradley con control vectorial, conectado a motor con barra rota M01.

FREC. FUND.	Desliztos (%)	FREC. CONM.	THD_VLF	TH_IHDg_VHF	PHFD_fc_1	PHFD_fc_2	PHFD_fc_3	PHFD_fc_4
		3 kHz	5,30%	45,71%	35,54%	18,44%	10,18%	10,00%
50Hz	3,13%	4 kHz	5,26%	45,33%	35,03%	18,70%	9,85%	10,52%
		5 kHz	5,60%	45,02%	35,20%	18,71%	9,93%	10,60%
		3 kHz	5,54%	49,52%	35,12%	21,31%	9,83%	12,91%
50Hz	0,33%	4 kHz	5,80%	49,97%	34,69%	22,22%	10,41%	13,90%
		5 kHz	5,58%	48,80%	34,31%	21,97%	10,45%	13,91%

Tabla 6.10 Tasas de distorsión de tensión al variar f_c de conmutación, con $f_1 = 60$ Hz, para variador de Allen-Bradley con control vectorial, conectado a motor con barra rota M01.

FREC. FUND.	Desliztos (%)	FREC. CONM.	THD_VLF	TH_IHDg_VHF	PHFD_fc_1	PHFD_fc_2	PHFD_fc_3	PHFD_fc_4
		3 kHz	6,09%	41,64%	33,32%	16,37%	10,83%	8,01%
60Hz	4,39%	4 kHz	5,96%	40,90%	32,86%	16,21%	10,77%	7,94%
		5 kHz	5,90%	40,57%	32,71%	16,17%	10,72%	7,90%
		3 kHz	6,40%	41,85%	33,49%	16,48%	10,91%	8,10%
60Hz	0,33%	4 kHz	6,37%	41,06%	32,97%	16,29%	10,81%	7,98%
		5 kHz	6,30%	40,79%	32,87%	16,27%	10,78%	7,97%

Luego la menor tasa de distorsión armónica de intensidad, en bajas frecuencias, $THD_{I_{LF}}$, se consigue con alta carga-deslizamiento y bajas frecuencias fundamentales, no influyendo demasiado la frecuencia de conmutación (quizá ya que todas las frecuencias portadoras utilizadas han sido lo bastante altas como para que no influyan en la parte baja del espectro). Algo similar le ocurre a la tasa $THD_{V_{LF}}$, de igual modo apenas influida por el valor de f_c .

La menor tasa de distorsión armónica e interarmónica a altas frecuencias, $TH_{IHDg_y_HF}$, se consigue con valores en general altos de la carga y de la frecuencia de conmutación, tanto para intensidad como para tensión, diferenciándose en cambio en que para la intensidad esta tasa es menor con menores valores del fundamental, al contrario que para la tasa de tensión.

Se obtienen idénticas conclusiones al realizar estas mismas comparaciones con los datos obtenidos con el mismo variador de Allen Bradley, pero ahora con control escalar. En cambio, con el variador Altivar la única forma de variar la frecuencia de conmutación sería comparando modos de par constante (con control en lazo cerrado) con los modos de par variable y bajo ruido, que presentan como ya vimos diferentes formas de modulación que no permiten comparar más que las tasas totales $TH_{IHDg_y_HF}$ sin entrar en más detalles sobre la composición en altas frecuencias.

Toda esta comparación conjunta de las variaciones entre todas las principales tasas de distorsión al cambiar la frecuencia de conmutación, la frecuencia fundamental y la carga, se pueden apreciar mejor a continuación en el siguiente apartado, para el caso únicamente del variador de Allen Bradley que es el único que permite cambiar f_c para cada modo de control.

En otro apartado posterior se estudiará la composición de las tasas de distorsión más globales (que abarcan la distorsión por armónicos e interarmónicos en la gama de bajas frecuencias, por interarmónicos para toda la gama de frecuencias, y la más global de todas ellas que mide tanto interarmónicos como armónicos en bajas y altas frecuencias) en función de los valores de otras tasas de distorsión más básicas e independientes del resto de valores.

Y en un último apartado, antes de entrar en el análisis de las diferencias entre los ensayos con motor sano $M04$ y con motor con barra rota $M01$, se realizará la comparación final entre todos los ensayos, tanto para intensidad y tensión como para alta y baja carga, observando para ello los valores de las tasas de distorsión más representativas de todos los variadores y modos de control (usando la frecuencia de conmutación de 4 kHz como referencia común a todos ellos, excepto para los modos de bajo ruido del Altivar que tienen una modulación aleatoria centrada en unos 10 kHz).

6.3.2.4.- Comparativa entre las tasas de distorsión básicas obtenidas en los modos escalar y vectorial.

En las siguientes figuras se muestra la evolución de las anteriores tasas de distorsión THD_{y_LF} y $TH_{IHD}_{y_HF}$, junto con la otra tasa básica $TIHDg_{y_LF}$ que mide sólo los interarmónicos de la parte baja del espectro. El estudio de la evolución de estas tasas se hace en función de los indicados parámetros f_c , carga del motor representada por su deslizamiento s , frecuencia fundamental f_l y además según el tipo de control, escalar o vectorial.

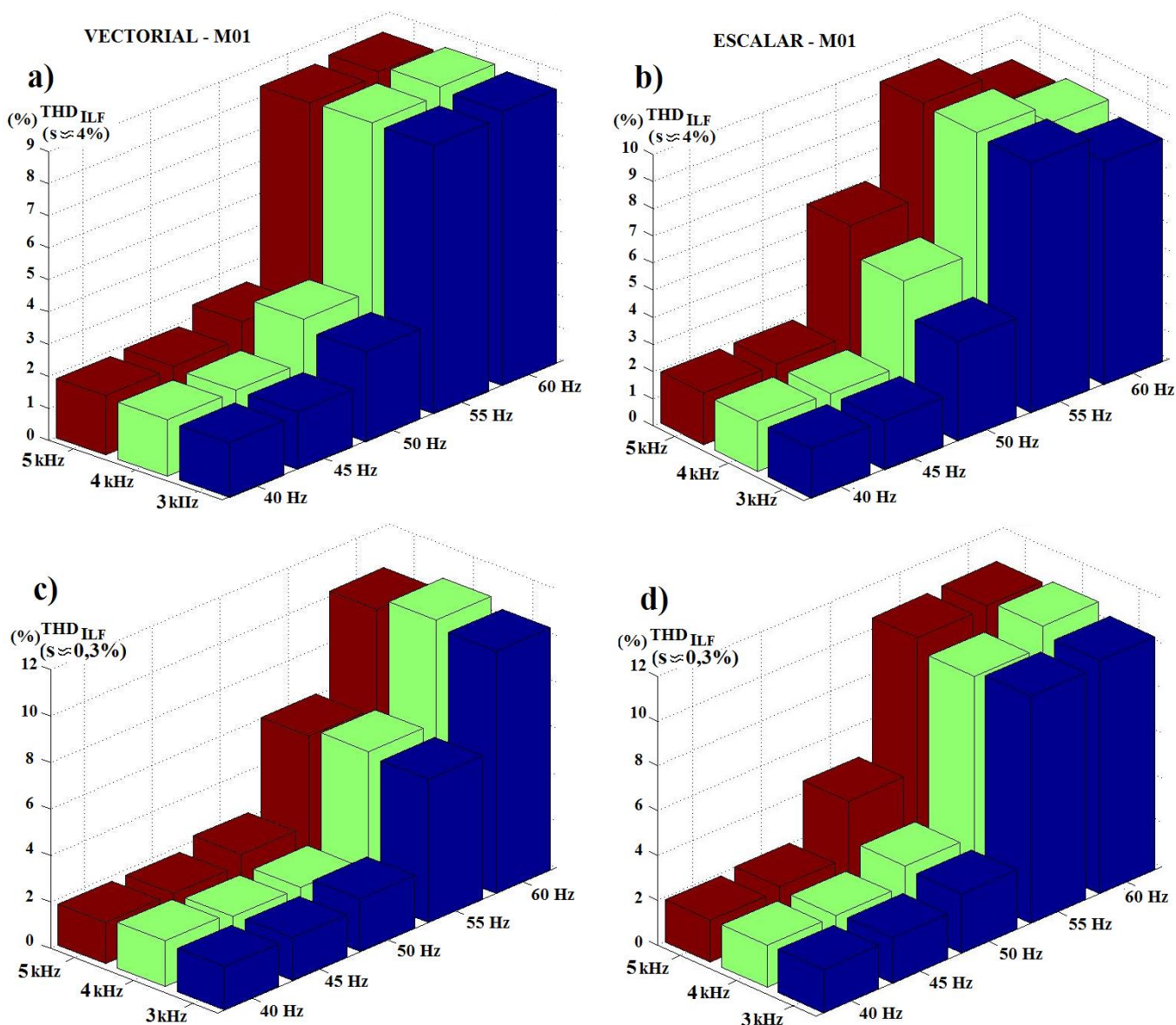


Figura 6.15 Tasa de distorsión armónica total de intensidad para bajas frecuencias, THD_{I_LF} , en variador de Allen-Bradley conectado al motor con barra rota M01, en función de las frecuencias fundamental de salida y de conmutación: con carga nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d); en modo de control vectorial (a) y (c) y en modo de control escalar (b) y (d).

No se obtiene tanta precisión como con las tablas anteriores, pero los diagramas de barras permiten observar de una forma más amplia y general las principales diferencias en las tasas de distorsión básicas de todos los ensayos con el variador de Allen Bradley. En un apartado posterior se compararán el resto de tasas de distorsión y de fuentes de alimentación y variadores, ya sin poder usar la frecuencia de conmutación como parámetro variable común a todos ellos.

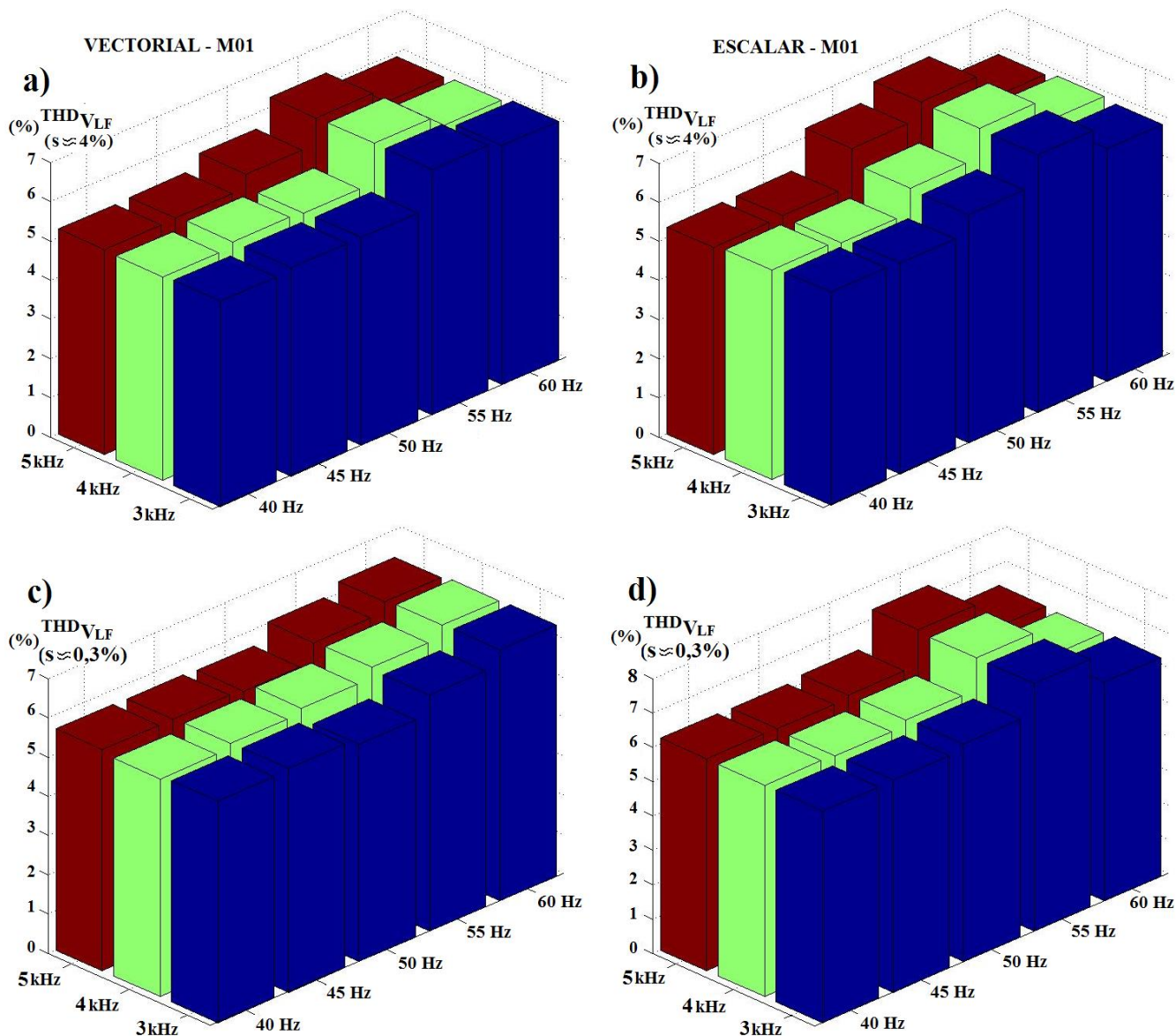


Figura 6.16 Tasa de distorsión armónica total de tensión para bajas frecuencias, $THD_{V_{LF}}$, en variador de Allen-Bradley conectado al motor con barra rota $M01$, en función de las frecuencias fundamental de salida y de conmutación: con carga nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d); en modo de control vectorial (a) y (c) y en modo de control escalar (b) y (d).

La tasa de distorsión de intensidad, por sólo interarmónicos de la parte baja del espectro, $TIHDg_{I_{LF}}$, tiende a crecer a partir de 50 Hz (puede que por el uso de sobremodulación u otro tipo de estrategia para incrementar la amplitud de la tensión de salida), y a ser algo menor

al aumentar la frecuencia de conmutación; pero tiene un comportamiento menos regular que la misma tasa $THD_{I_{LF}}$ que mide sólo armónicos. Quizá la explicación sea por los valores de los primeros subgrupos interarmónicos de intensidad, que recogen gran parte de los interarmónicos por excentricidad mixta, de mucha mayor amplitud que el resto de interarmónicos de intensidad de la parte baja del espectro.

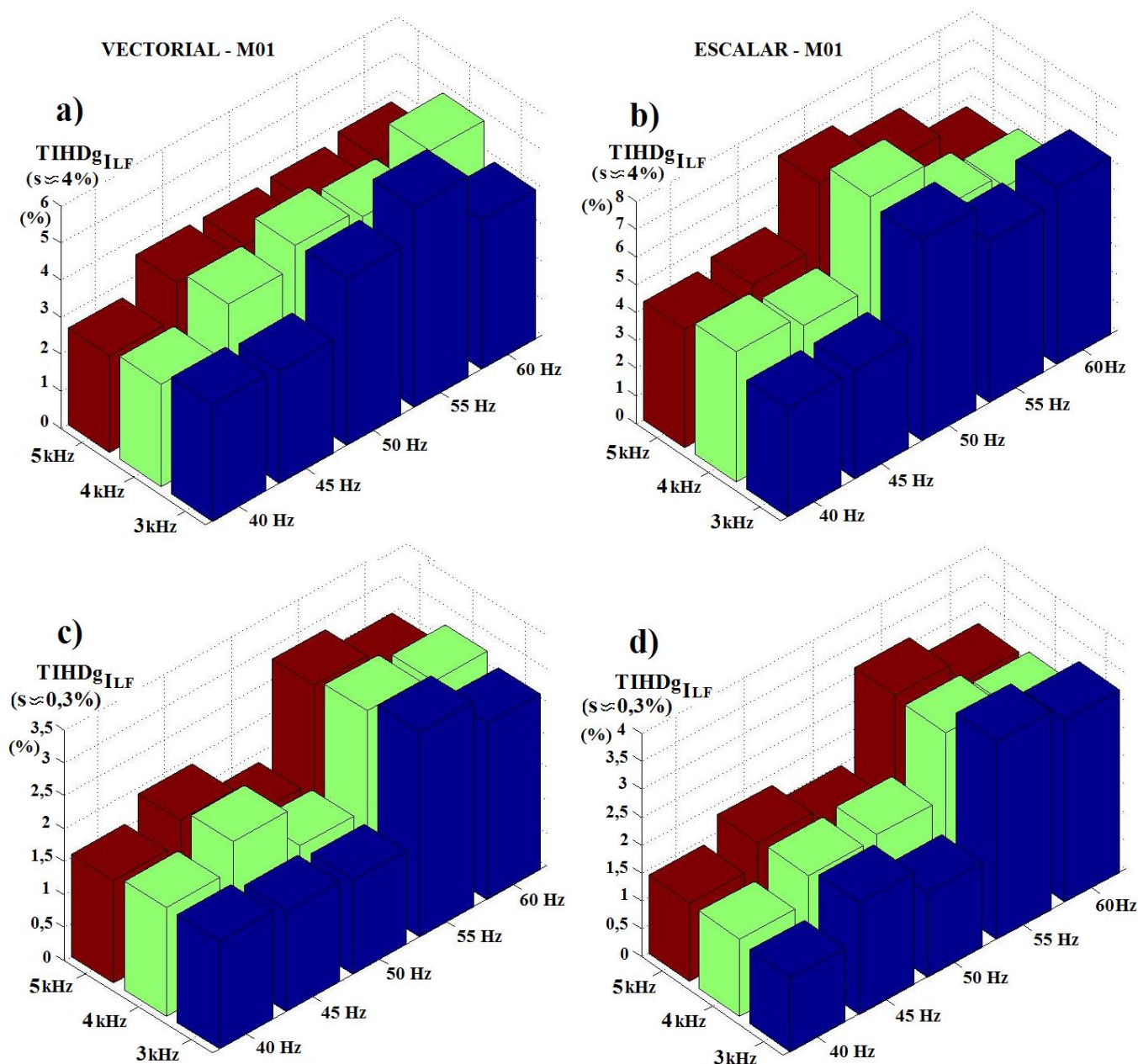


Figura 6.17 Tasa de distorsión interarmónica total de intensidad para bajas frecuencias, $TIHDg_{I_{LF}}$, en variador de Allen-Bradley conectado al motor con barra rota M01, en función de las frecuencias fundamental de salida y de conmutación: con carga nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d); en modo de control vectorial (a) y (c) y en modo de control escalar (b) y (d).

Por el contrario, la tasa de distorsión de tensión $TIHDg_{V_LF}$ tiene un comportamiento más predecible, con tendencia a disminuir al aumentar la frecuencia de salida, al contrario que la tasa por armónicos THD_{V_LF} que aumentaba con f_l . Esto hará que la tasa suma de las dos, la tasa por armónicos e interarmónicos de tensión en baja frecuencia, $TH\&IHDg_{V_LF}$, se ecualice y varíe menos con la frecuencia fundamental de salida.

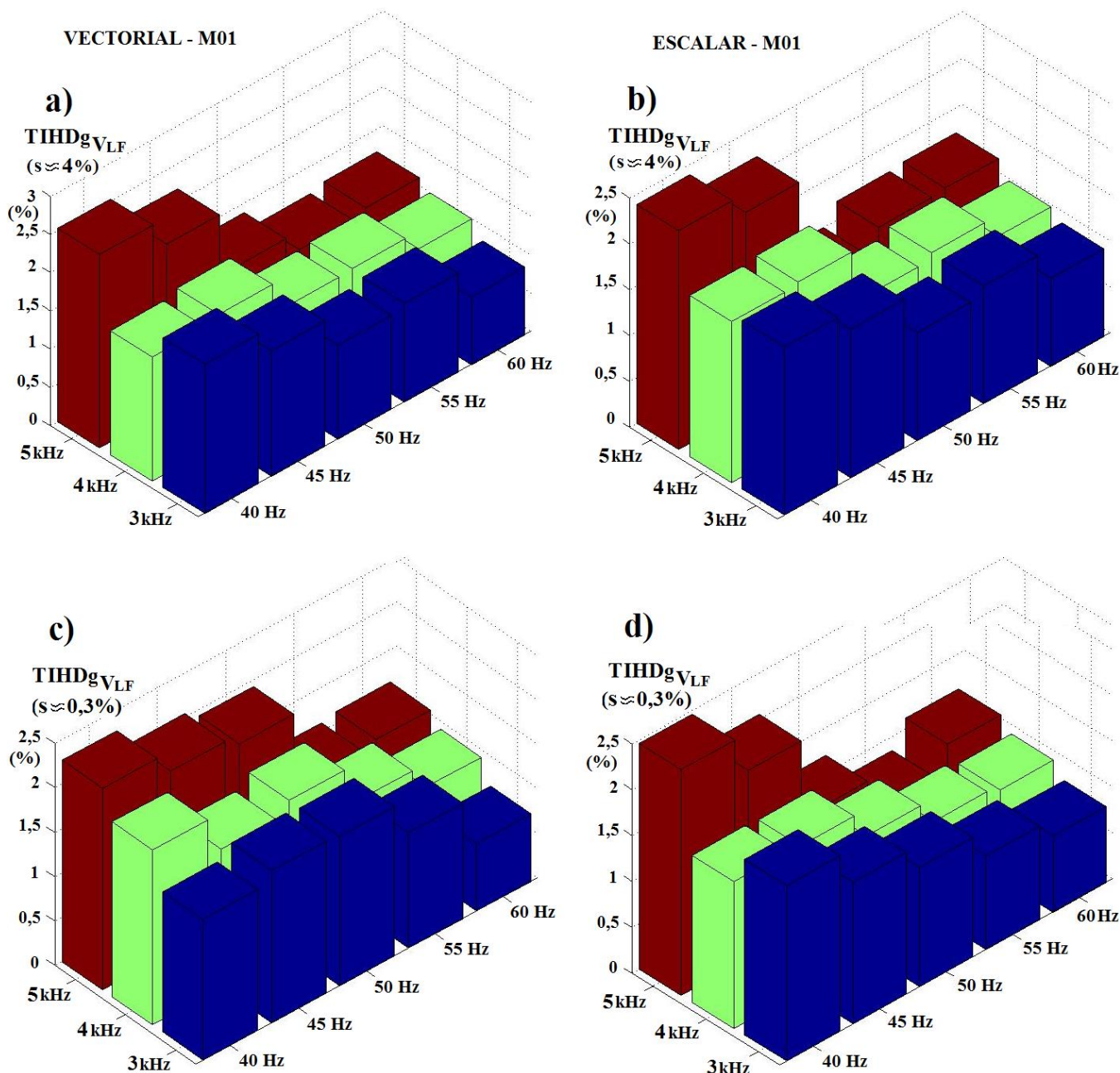


Figura 6.18 Tasa de distorsión interarmónica total de tensión para bajas frecuencias, $TIHDg_{V_LF}$, en variador de Allen-Bradley conectado al motor con barra rota $M01$, en función de las frecuencias fundamental de salida y de conmutación: con carga nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d); en modo de control vectorial (a) y (c) y en modo de control escalar (b) y (d).

La única de las tres tasas independientes o básicas, $THD_{y_{LF}}$, $TIHD_{y_{LF}}$ y $TH\&IHD_{y_{HF}}$, en la que influye de manera destacable el valor de la frecuencia de conmutación es la tasa de distorsión armónica e interarmónica total de intensidad para altas frecuencias, $TH_{IHDg_{I_{HF}}}$, como se observa en la figura 6.19. (En los diagramas de barras de ésta y de la siguiente figura 6.20 se ha cambiado el orden en las escalas de las frecuencias de conmutación y de salida, respecto a las anteriores figuras, con objeto de permitir la correcta visualización de las barras con menores amplitudes, que de este modo no quedan ocultas por las de mayores valores).

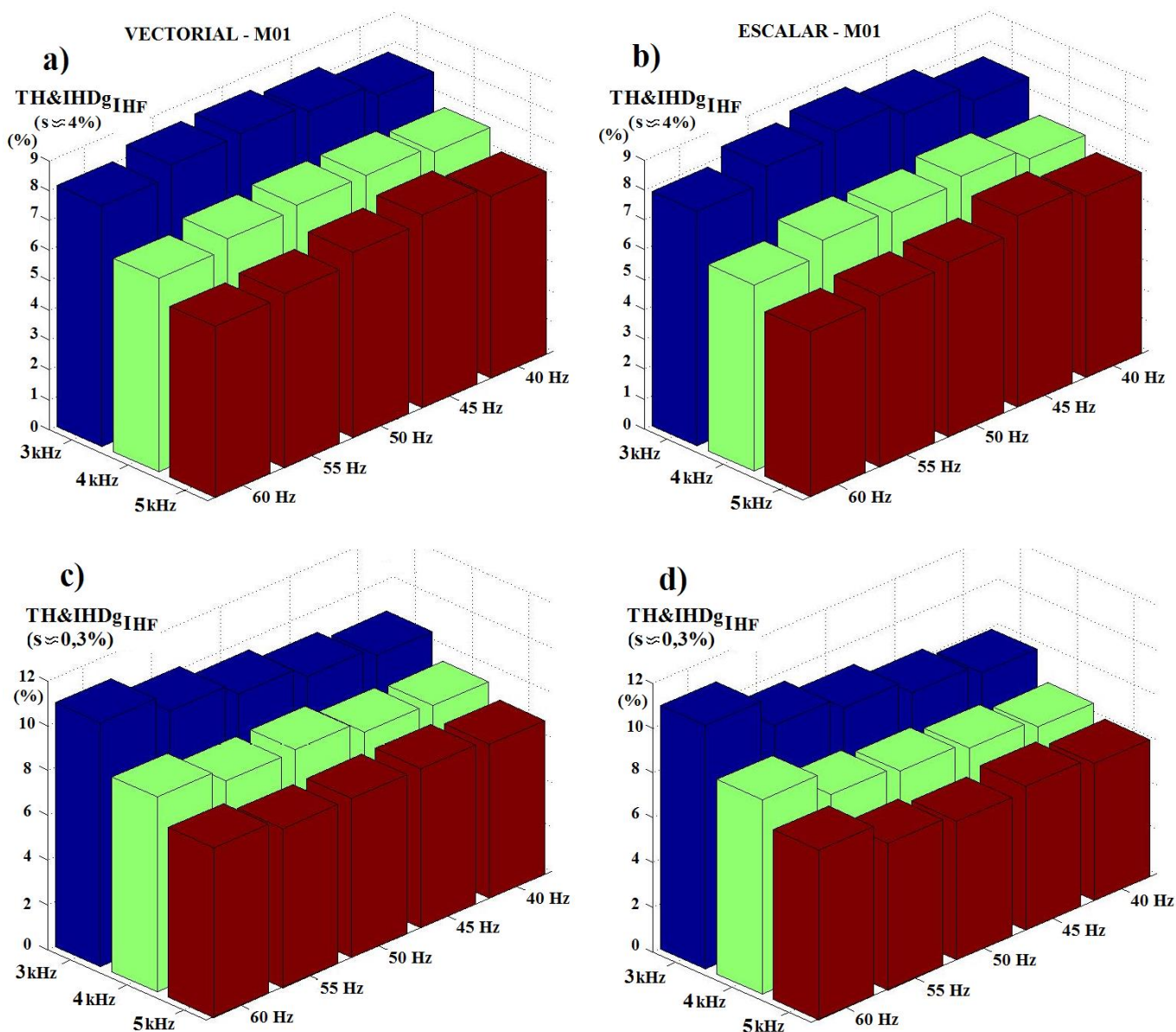


Figura 6.19 Tasa de distorsión armónica e interarmónica total de intensidad para altas frecuencias, $TH_{IHDg_{I_{HF}}}$, en variador de Allen-Bradley conectado al motor con barra rota M01, en función de las frecuencias fundamental de salida y de conmutación: con carga nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d); en modo de control vectorial (a) y (c) y en modo de control escalar (b) y (d).

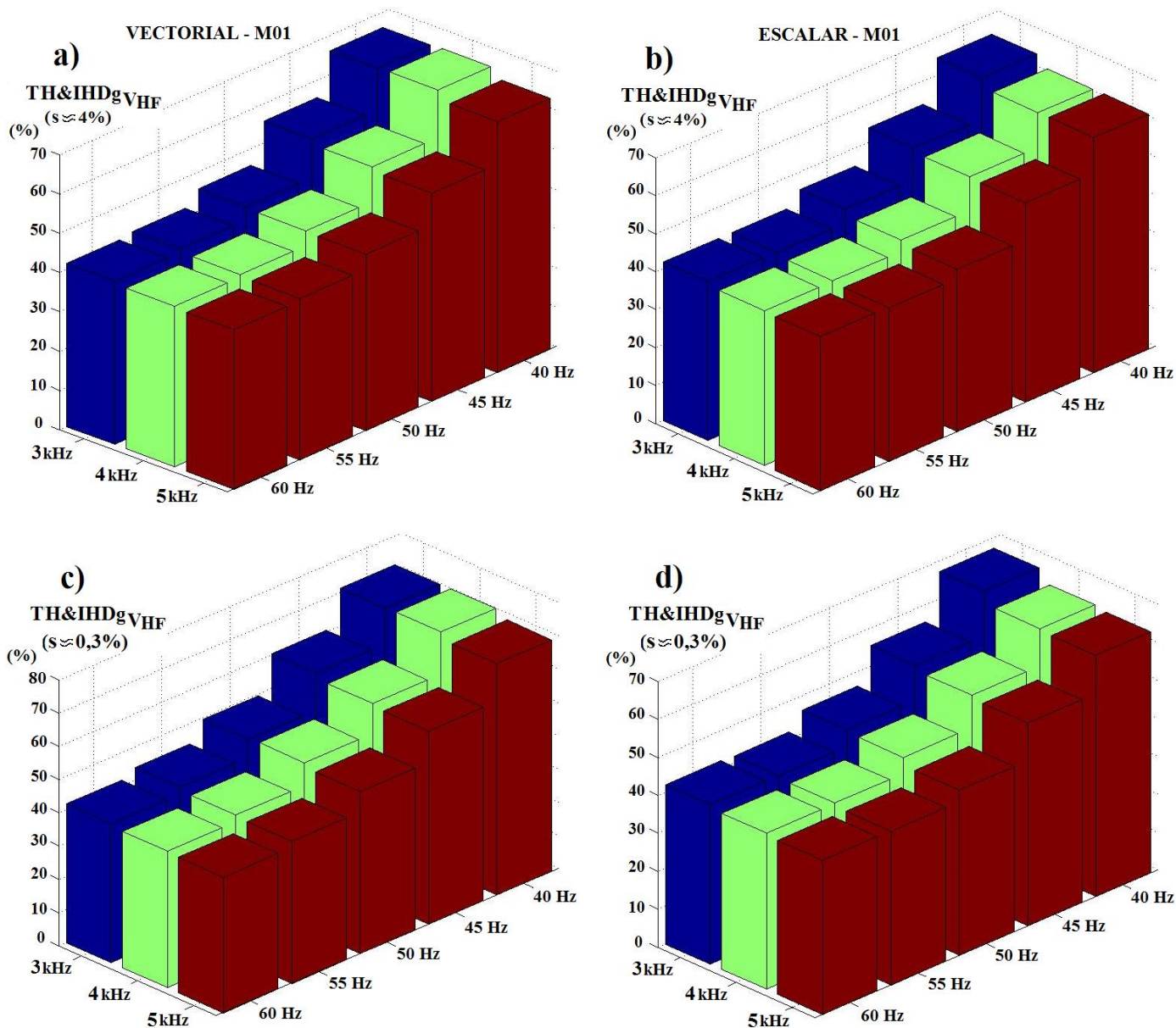


Figura 6.20 Tasa de distorsión armónica e interarmónica total de tensión para altas frecuencias, $TH_IHDg_V_HF$, en variador de Allen-Bradley conectado al motor con barra rota M01, en función de las frecuencias fundamental de salida y de conmutación: con carga nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d); en modo de control vectorial (a) y (c) y en modo de control escalar (b) y (d).

6.3.3.- Ensayos con alimentación de variador de Telemecanique «Altivar 66».

El Altivar 66 de Telemecanique es un variador para motores de hasta 2,2 kW de potencia, que permite especificar el tipo de par que tendría que vencer el motor: par constante, par variable y par variable con bajo ruido, siendo este último el modo de funcionamiento adecuado para aplicaciones en las que además se requiera disminuir el ruido acústico del motor. La frecuencia portadora especificada es de nuevo fija (como suele ser habitual para variadores de baja potencia), de 4 kHz para los modos en Par Constante (Normal, *PCN*, o Especial, *PCE*), y de 10 kHz para aquéllos en par variable (se usarán los modos en par Variable Bajo ruido Normal, *VBN*, y par Variable Bajo ruido *no-load* o *VBD*).

Con este variador se complementan y amplían los tipos de modulación de las señales analizados con el anterior variador de Allen Bradley. Si este último usaba una modulación de tipo PWM senoidal «clásica», tanto en su modo de control escalar como vectorial, se verá que el Altivar en sus modos en Par Constante utiliza una modulación de tipo lazo cerrado y en sus modos en Par Variable con bajo ruido una de tipo *random* o aleatoria.

6.3.3.1.- Controles en modo par constante.

La parte baja del espectro de intensidad (ver figura 6.21) es similar a la del variador de Allen Bradley, con la salvedad de una reducción en la amplitud de las frecuencias por excentricidad mixta, y la práctica desaparición de los armónicos 3 y 13. En cambio, la parte alta cambia bastante, ya no se aprecia la anulación de armónicos de bandas laterales a los múltiplos de la de conmutación que sí se producían en el variador de Allen Bradley; lo que puede contribuir a aumentar las tasas de distorsión en la parte alta del espectro. La posición de las bandas laterales ya no es exactamente justo en los múltiplos de la frecuencia de conmutación más/menos múltiplos a su vez de la frecuencia fundamental: ahora hay una mayor dispersión de valores, aunque los más destacados de ellos siguen teniendo cierta simetría respecto a las posiciones centrales de cada múltiplo de f_c . Por tanto, a altas frecuencias se observa una dispersión del espectro, apuntando hacia un esquema de modulación posiblemente en lazo cerrado con control de la corriente con histéresis o similar.

En el espectro de tensión (figura 6.22) predomina el 3er. armónico, seguido de los números 5 y 7 con valores similares a los obtenidos con el variador de Allen-Bradley en modo escalar, y ya con bastante menor amplitud algunos otros armónicos impares no múltiplos de 3 como el 11, 17, 19, 23 y 25. La parte alta del espectro presenta la misma forma que el de corriente, con abundante «césped» o interarmónicos con frecuencias no múltiplos del fundamental situadas alrededor de los múltiplos de la portadora, con menores amplitudes en general que las de la parte alta del espectro con el variador de Allen-Bradley, aunque mucho más dispersos y extendidos. La prueba de esto último es la diferencia entre los valores de las barras de los grupos armónicos (de 50 en 50 Hz) y las agrupaciones de 100 en 100 Hz (apartados (e) y (f) de la figura) con mayor amplitud. En el variador de Allen-Bradley la mayor parte de la energía estaba en los múltiplos del fundamental alrededor de los de la frecuencia de conmutación, y por eso los valores de las barras espectrales individuales, grupos armónicos o grupos de 100 Hz no diferían tanto; en cambio en este variador Altivar de Telemecanique las agrupaciones mayores recogen más ruido e interarmónicos de menor amplitud, pero más distribuidos.

Tanto en el espectro de tensión como en el de corriente se aprecia una mayor presencia de interarmónicos. Si se observan los apartados (c) y (d) de las figuras 6.21 y 6.22 y los

comparamos con los de las figuras 6.6 y Figura 6.7 (con Allen-Bradley) se ve cómo, sobre todo entre 100 y 600 Hz, existen grupos (y subgrupos) interarmónicos (en color rojo) con un valor apreciable con el variador Altivar, mientras que en el Allen Bradley son casi inapreciables. Y en la parte alta del espectro, sobre todo de tensión, la dispersión de interarmónicos es aún mayor. Esto puede ser una desventaja de cara a detectar firmas en frecuencias concretas por la presencia de averías en el motor (como alrededor de los armónicos 5 y 7), o quizá pueda ser una ventaja si influye en los valores de las tasas de distorsión totales, más globales y no tan dependientes de valores exactos.

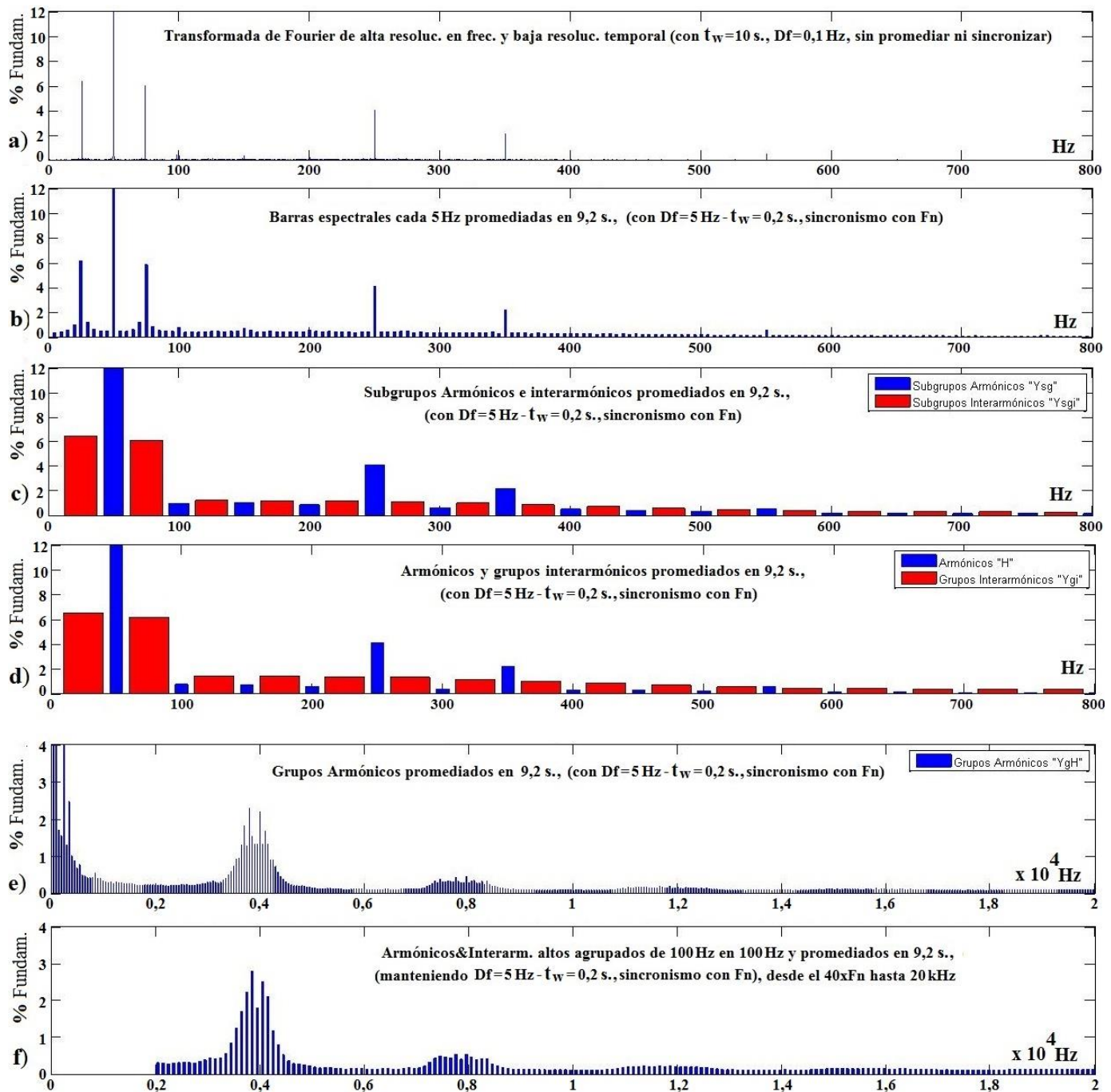


Figura 6.21 Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Altivar 66, con control PCN (Par Cte. Normal), $f_1 = 50$ Hz y $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano M04 cargado con intensidad cercana a la nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).

Esta última apreciación no se ve tan clara si sólo se utilizara una transformada de Fourier sin agrupaciones como las recomendadas por la normativa, y con una ventana sin sincronizar y de gran tamaño para lograr una aparente mejor resolución en frecuencia, como las de los apartados (a) de todas las figuras. No obstante, se ha preferido mantener este tratamiento de la señal «clásico» como referencia para poder comparar ambos sistemas y para tener mayor resolución frecuencial, aunque con amplitudes menos precisas.

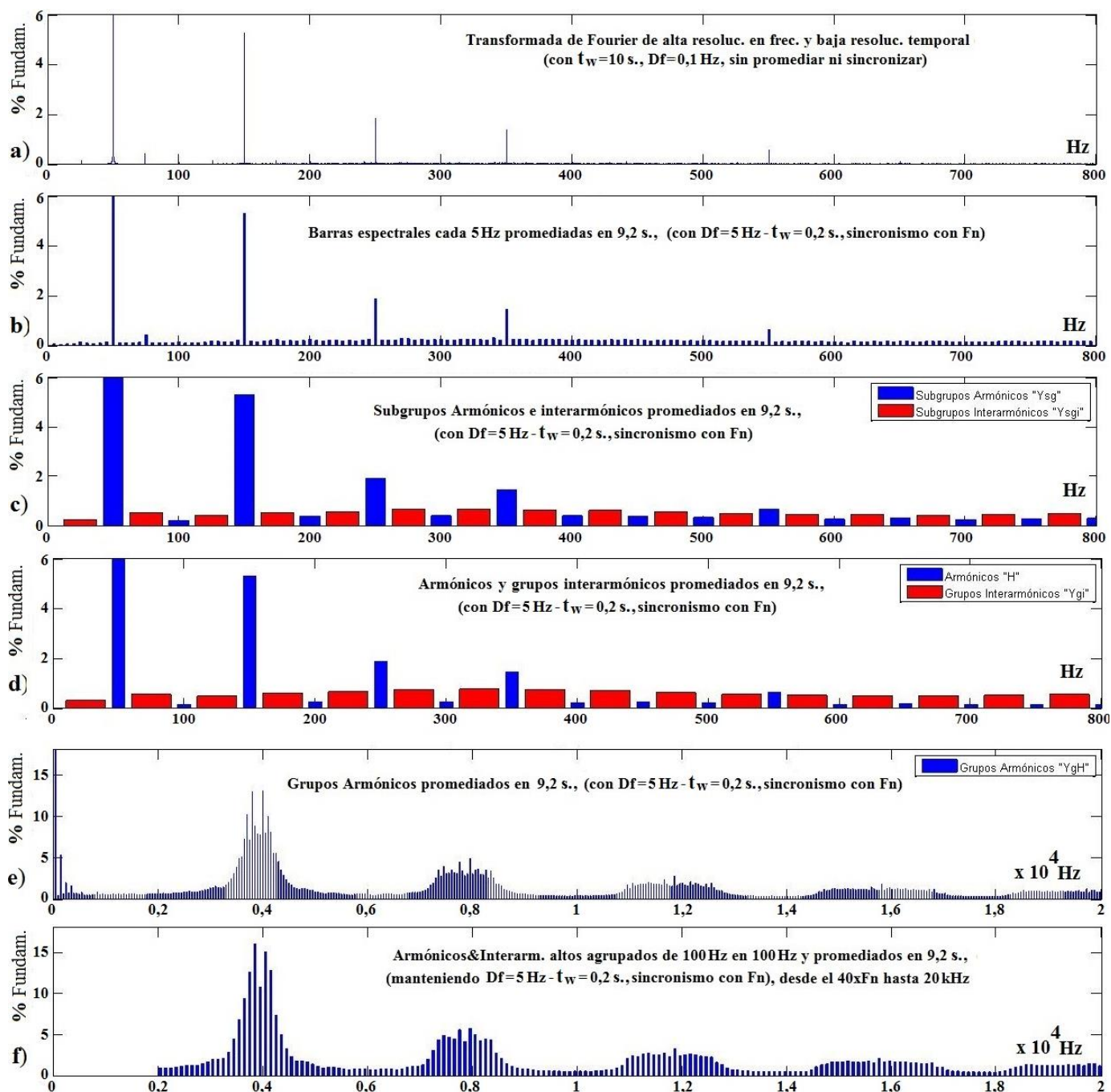


Figura 6.22 Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Altivar 66, con control PCN (Par Cte. Normal), $f_1 = 50$ Hz y $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano M04 cargado con intensidad cercana a la nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).

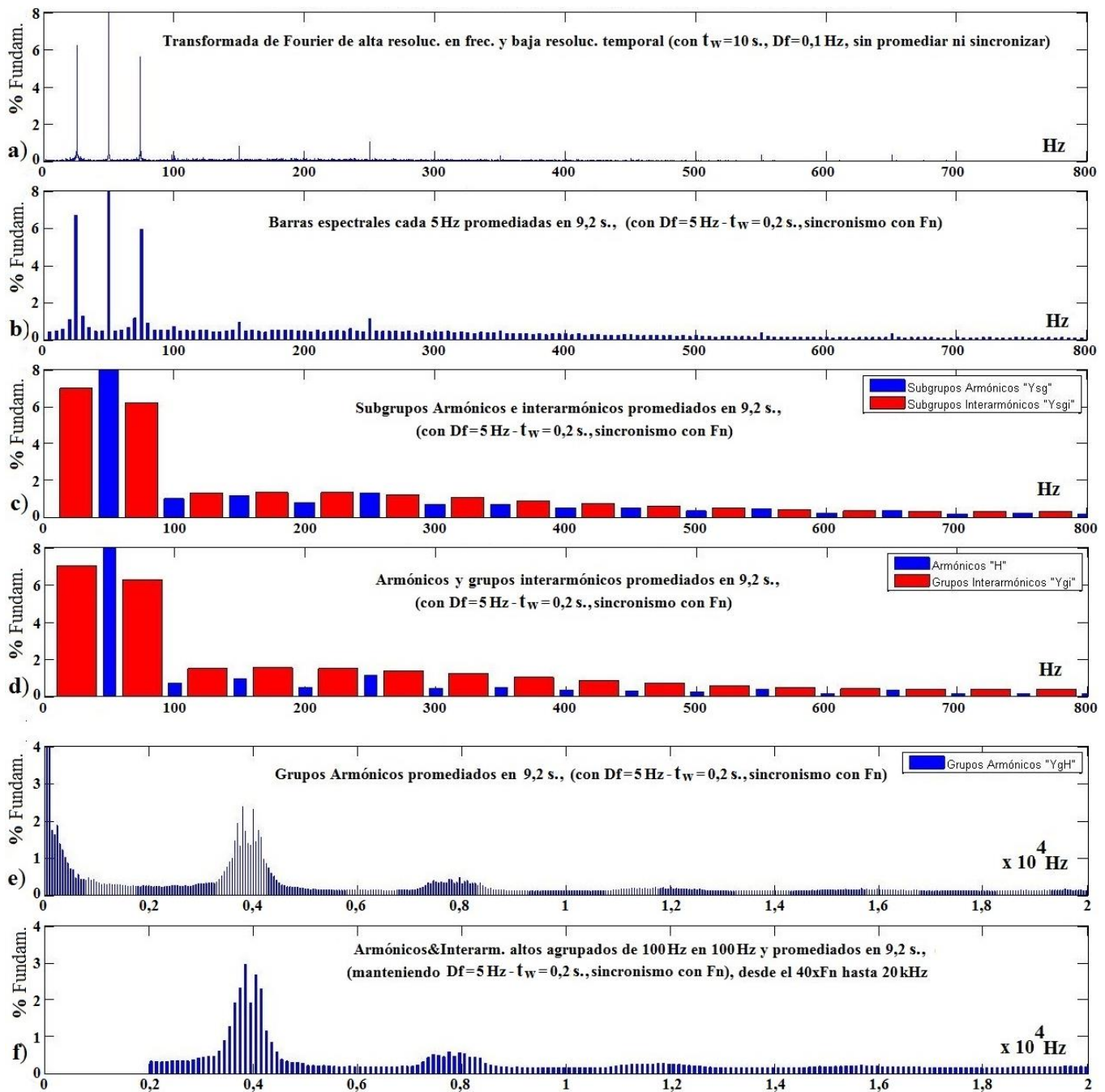


Figura 6.23 Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Altivar 66, con control *PCE* (Par Cte. Especial), $f_1 = 50$ Hz y $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano *M04* cargado con intensidad cercana a la nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).

Con control en modo *PCE* (Par Constante Especial) el espectro de intensidad (figura 6.23) en su parte baja presenta un 3er. armónico algo mayor, siendo el 5º el armónico más destacable (tras los interarmónicos provocados por excentricidad mixta, situados sobre 26 y 74 Hz para este ensayo con fundamental de 50 Hz) aunque mucho menor que en el otro modo *PCN*, y con valores también apreciables en los armónicos 7, 11, 13, 17, 19, 23 y 25. La parte alta del espectro mantiene la misma forma distribuida, con valores situados alrededor de la portadora y sus múltiplos, pero no siempre justo en más/menos los múltiplos del fundamental, sino en posiciones mucho más dispersas. También destacan los grupos y subgrupos

interarmónicos, en comparación con el variador de Allen-Bradley, por el mayor contenido interarmónico de este variador Altivar.

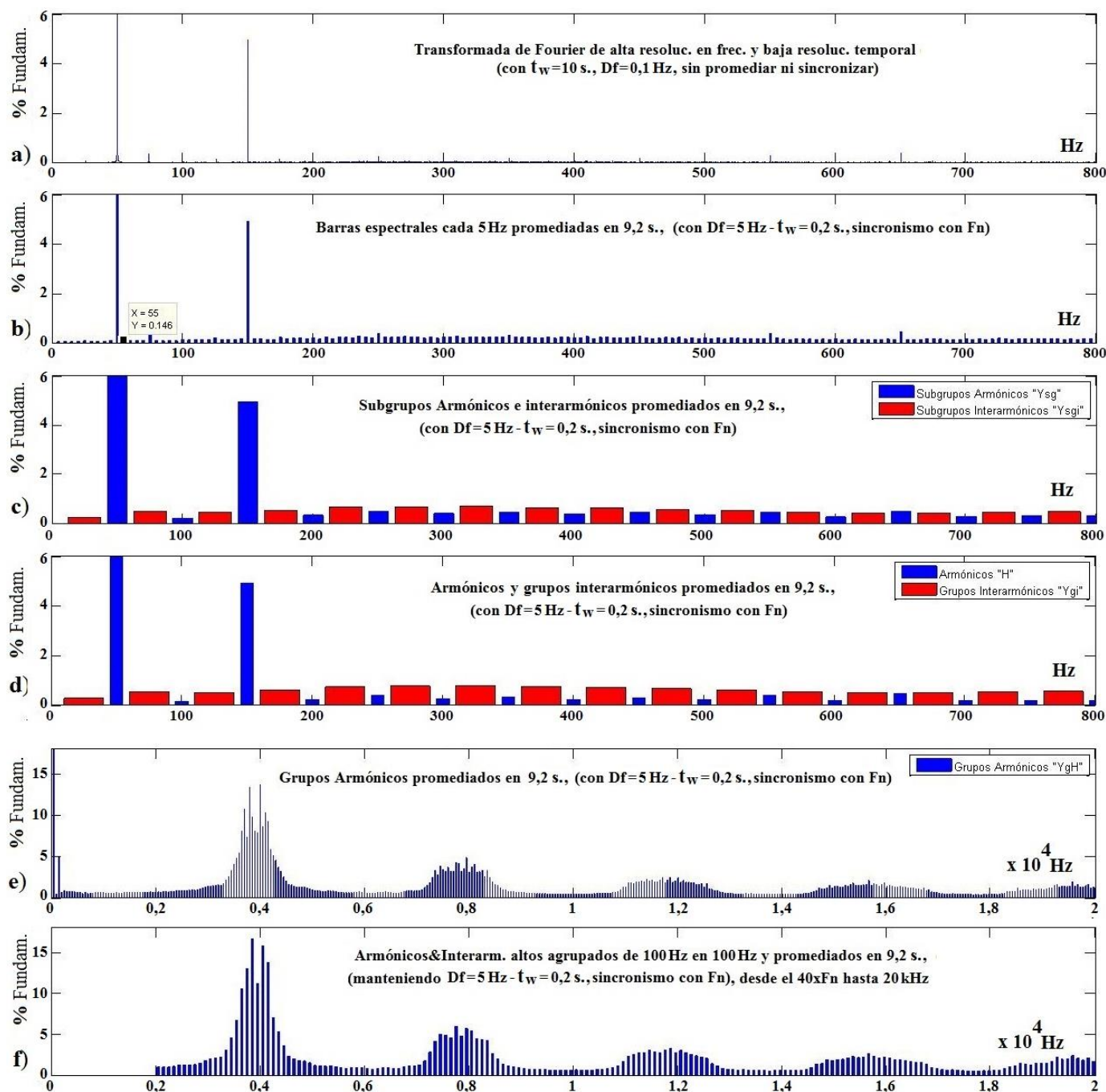


Figura 6.24 Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Altivar 66, con control PCE (Par Cte. Especial), $f_1 = 50$ Hz y $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano M04 cargado con intensidad cercana a la nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).

Con control en modo PCE (Par Constante Especial) el espectro de tensión (figura 6.24) en su parte baja apenas presenta armónicos 5 y 7 (que sin embargo sí aparecen para frecuencias de salida mayores a 50 Hz, al igual que ocurre con el espectro de intensidad), y mantiene el armónico 3° como más destacado y con valores similares a los vistos en otros casos, y también en armónicos más altos como los 11, 13, 17, 19 y 23 se obtienen valores parecidos a

los ya vistos. La parte alta presenta, como ya se ha comentado, valores dispersos agrupados alrededor de los múltiplos de la portadora, pero con mayores amplitudes en algunos de ellos que con el modo *PCN* visto anteriormente, aunque al agruparlos el contenido total no difiere de los del modo en Par Constante Normal.

Al variar la frecuencia de salida, de forma análoga a lo comentado para el variador de Allen Bradley, destaca en la parte baja el crecimiento de los armónicos 5, 7 y 11 conforme aumenta la frecuencia fundamental de salida (sobre todo a partir de 50 Hz) y la reducción del 3er. armónico, tanto en tensión como en intensidad, y de forma muy parecida en ambos modos de control de par constante, normal *PCN* y especial *PCE*. Este último modo, igual que ocurría con el control vectorial del variador de Allen Bradley, presenta escaso valor de los 5, 7 y 11 armónicos para 50 Hz, creciendo éstos justo a partir de este valor. Todo esto puede apreciarse en la parte izquierda de las figuras 6.25, 6.26, 6.27 y 6.28.

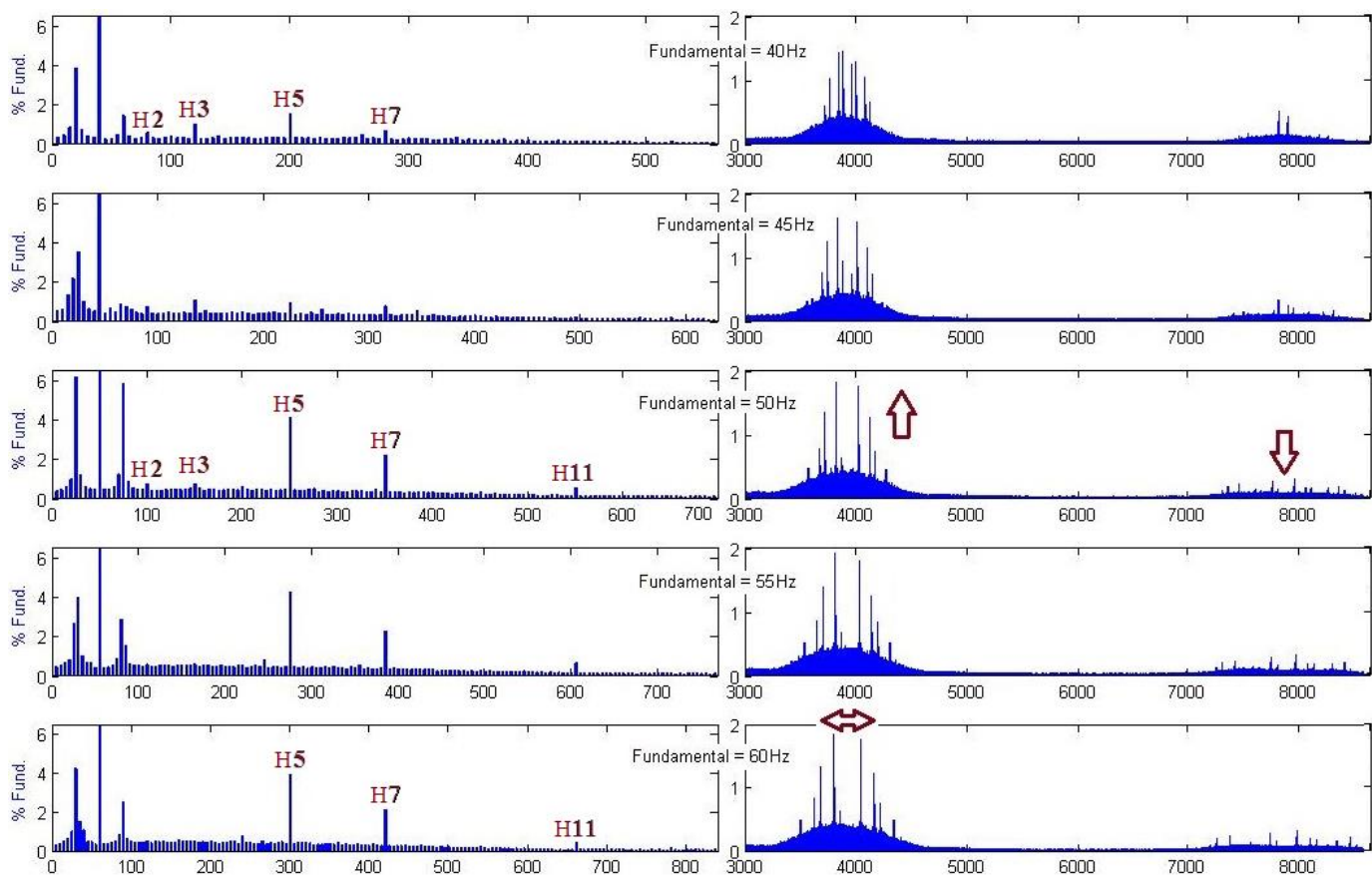


Figura 6.25 Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Altivar 66, con control *PCN* (Par Cte. Normal), $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano *M04* cargado con intensidad cercana a la nominal ($s \approx 3,7\%$), para varias frecuencias de salida.

Respecto a la parte de altas frecuencias, en los espectros de intensidad de ambos modos, normal *PCN* y especial *PCE*, se produce un ligero aumento de algunas barras espectrales en el grupo alrededor del primer múltiplo de f_c y una reducción alrededor del segundo y siguientes múltiplos (que por razones de escalado no se han visualizado en las figuras) conforme aumenta la frecuencia de salida. En los espectros de tensión de ambos modos de control de par constante, al aumentar la frecuencia de salida se reducen las principales barras espectrales de todos los grupos alrededor de múltiplos de la frecuencia de conmutación. En cualquier caso,

tanto para tensión como para corriente, a partir de 50 Hz se estabilizan los valores, lo que se apreciará en las tasas de distorsión de la parte alta del espectro, $TH&IHDg_Y_HF$, que se mantienen constantes a partir de 50 Hz en la frecuencia de salida. Sin embargo, como ocurría con el variador de Allen-Bradley, a medida que se aumenta la frecuencia fundamental de salida, los interarmónicos se van «expandiendo» a lo ancho, debido a que, con mayor fundamental, también aumenta la distancia de sus múltiplos respecto a las frecuencias centrales múltiplos de la de conmutación. Debido a esto, muchos de los interarmónicos del primer múltiplo de f_c (alrededor de 4 kHz) puede que estén entrando en la zona de bajas frecuencias, afectando de este modo a las tasas de distorsión que contengan interarmónicos de baja frecuencia, como se verá que así ocurre con las tasas $TIHDg_V_LF$ que aumentan en el variador Altivar, conforme crece la frecuencia de salida. Esta influencia de los interarmónicos de la zona de altas frecuencias alrededor de f_c sobre la zona de bajas frecuencias es más notable con las tasas de tensión, ya que las amplitudes de los interarmónicos de intensidad de la zona de alta frecuencia son de bastante menor amplitud que los de tensión (incluso estando normalizados en ambos casos) e influyen menos.

Todas estas observaciones sobre la zona de altas frecuencias pueden apreciarse en la parte derecha de las ya mencionadas figuras 6.25 y 6.26 para control en modo par constante normal (*PCN*) y de las figuras 6.27 y 6.28 para control en modo par constante especial (*PCE*). Esta última figura, para tensión en modo *PCE*, es la que cambia algo más respecto al control *PCN* (práctica ausencia de armónicos 5, 7 y 11, para un fundamental de 50 Hz).

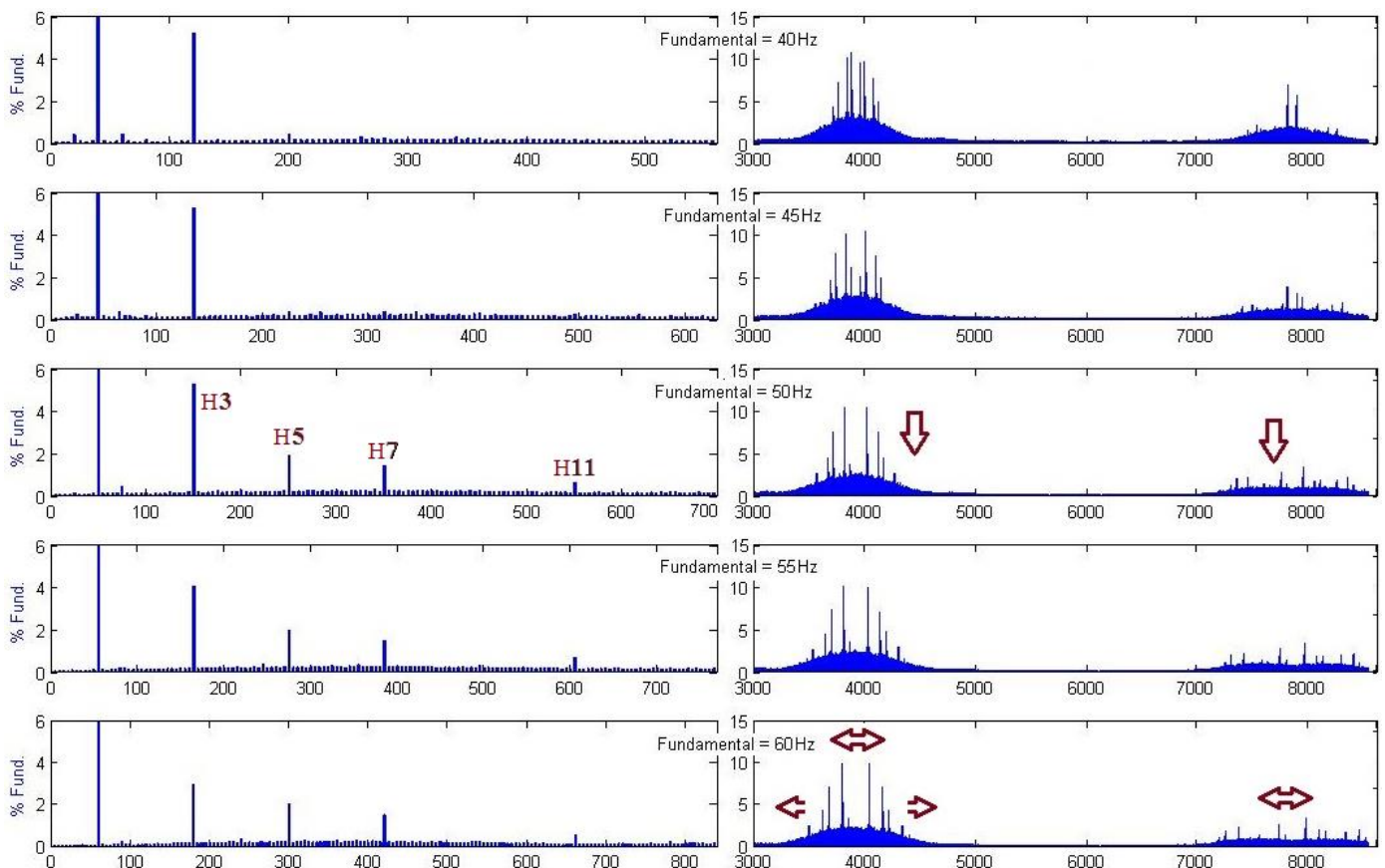


Figura 6.26 Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Altivar 66, con control *PCN* (Par Cte. Normal), $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano *M04* cargado con intensidad cercana a la nominal ($s \approx 3,7\%$), para varias frecuencias de salida.

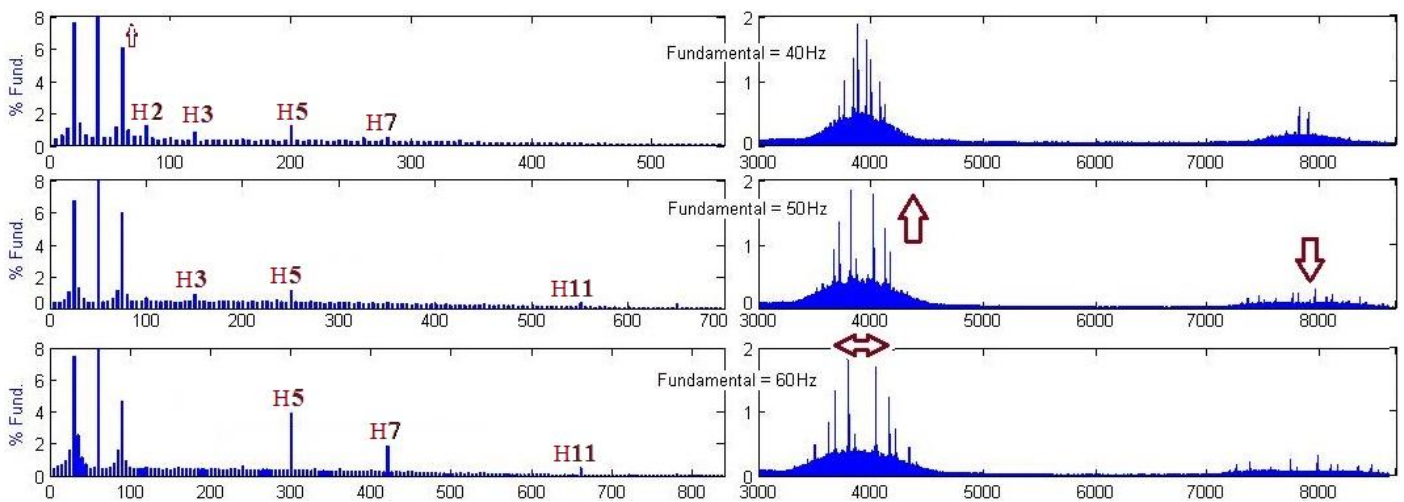


Figura 6.27 Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Altivar 66, con control PCE (Par Cte. Especial), $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano M04 cargado con intensidad cercana a la nominal ($s \approx 3,7\%$), para algunas frecuencias de salida.

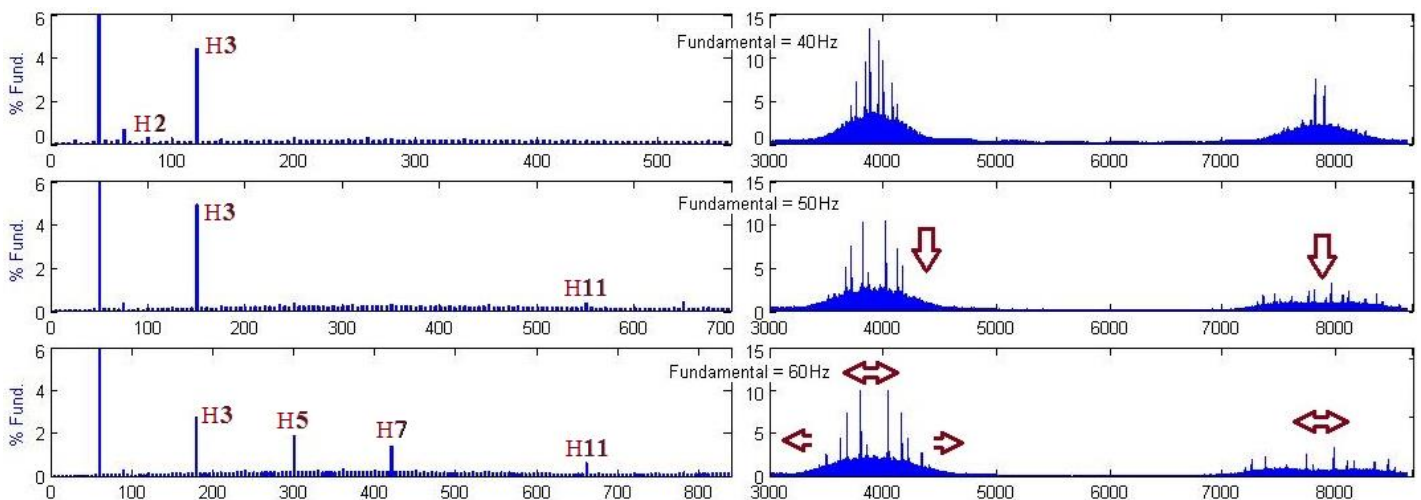


Figura 6.28 Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Altivar 66, con control PCE (Par Cte. Especial), $f_c = 4$ kHz, alimentando el motor sano M04 cargado con intensidad cercana a la nominal ($s \approx 3,7\%$), para algunas frecuencias de salida.

6.3.3.2.- Controles en modo par variable y bajo ruido.

El variador Altivar 66 de Telemecanique permite seleccionar modos de control para cargas con par variable (no obstante, en los ensayos de esta tesis se han mantenido constantes los dos valores de deslizamiento para baja y alta carga, siguiendo con mediciones en el estacionario también para estos modos del variador Altivar) y con bajo ruido. Como se vio en el apartado 4.2, los modos con bajo ruido usan una frecuencia de conmutación aleatoria o pseudoaleatoria, de modo que los armónicos de salida se dispersan, y con ello el ruido acústico y las vibraciones mecánicas se reducen. Así, aunque la frecuencia seleccionada sea de $f_c = 10$ kHz (en estos modos de par variable no se ha podido configurar la misma frecuencia f_c de 4 kHz usada en otros ensayos, para así poder compararlos mejor todos), al observar los espectros de frecuencia de este apartado se observa que en realidad los armónicos de la parte alta se sitúan alrededor de 2 kHz, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18 kHz, etc. y además dentro de cada grupo lo hacen de una manera muy dispersa, recordando la distribución de los modos de Par Constante (*PCN* y *PCE*) de ensayos anteriores pero con mayor reparto de armónicos entre más múltiplos de frecuencias portadoras. Puede que, además de ser una modulación con una frecuencia de conmutación pseudoaleatoria, también se mantenga algún tipo de control en lazo cerrado como el de histéresis de corriente ya comentado, vista la dispersión de valores que presentan los interarmónicos a lo largo del espectro. Pese a la aparente distribución aleatoria, si se amplía la resolución en frecuencia, pueden observarse como amplitudes más destacadas las situadas en algunos múltiplos del fundamental en cada grupo de interarmónicos alrededor de cada portadora, como por ejemplo sobre 9600 Hz, 9700 Hz, etc. o en otras posiciones separadas múltiplos del fundamental (como 5682 Hz, 5782, 5882, 5982 Hz, etc., para un armónico fundamental de 50 Hz).

En el espectro de intensidad, con control *VBN* (Par Variable Bajo ruido, en modo Normal y con selección del parámetro *profile* al 20%, ver figura 6.29) puede apreciarse lo que se acaba de comentar sobre la parte alta del espectro, con menores amplitudes y más dispersas en general que en los modos en par constante del Altivar y los del variador de Allen-Bradley. Sin embargo, se verá que estos modos de control de bajo ruido presentan valores en sus tasas de distorsión totales para altas frecuencias, $TH&IHDgYHF$, similares a las de otros variadores, ya que, aunque las amplitudes sean menores, éstas están más repartidas a lo ancho del espectro, de modo que suman energías totales parecidas. En la parte de bajas frecuencias, sin embargo, se parece más al espectro obtenido con el Altivar en modo Par Constante Normal, con una amplitud en los armónicos por excentricidad mixta algo menor, pero mayor valor en los armónicos 5 y 7 (si eso influyera en las barras laterales por averías en el rotor podría ser adecuado considerarlo). Además aparece un relativamente fuerte 3er. armónico, menos habitual en el espectro de corriente, y se observan otros valores de menor amplitud en los armónicos 11, 13, 17, 19 y 23.

Si se selecciona la variante de control *VBD* (Par Variable Bajo ruido *NoLoad*, ver figura 6.31) el espectro de intensidad es muy similar en su parte alta, diferenciándose en la baja tan sólo en valores menores de los armónicos 7 y sobre todo del 5, manteniendo la aparición del 3er. armónico de intensidad y en menor medida de los armónicos 11, 13, 17, 19 y 23.

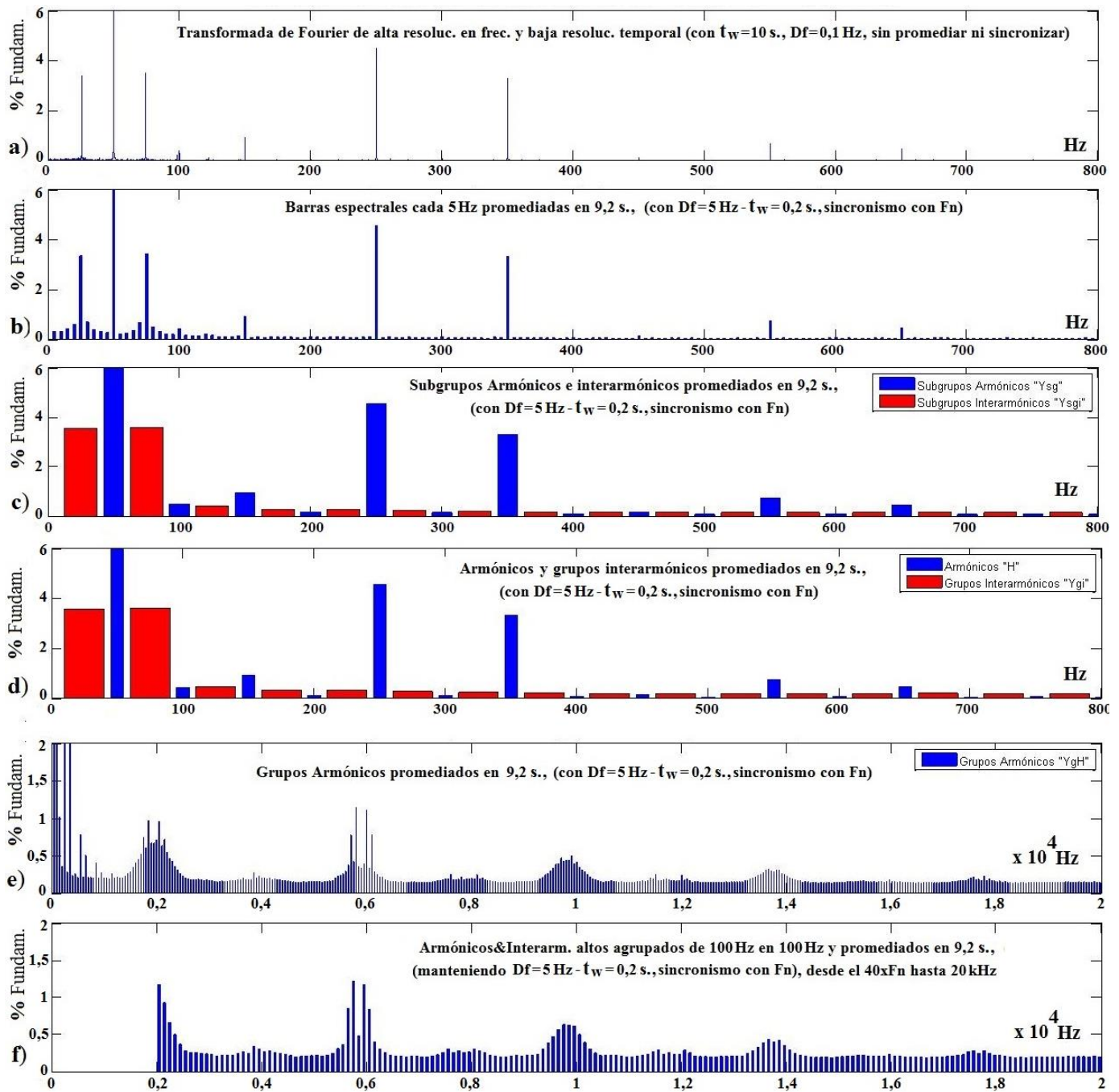


Figura 6.29 Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Altivar 66, con control VBN (Par Variable Bajo ruido, Normal), $f_1 = 50$ Hz y $f_c = 10$ kHz, excitando el motor sano M04 con intensidad cercana a la nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).

En ambas variantes, modos VBN y VBD, el espectro de tensión (ver figuras 6.30 y 6.32) presenta una composición armónica similar al de corriente, con mayores magnitudes en la parte alta y menores en la baja (normalizando siempre respecto al fundamental), y la diferencia de que en la parte baja existe un mayor 3er. armónico (no debe olvidarse que se están midiendo tensiones de fase al neutro flotante de la carga, por lo que no tienen porqué anularse el 3er. armónico y sus múltiplos). Apenas se aprecian insignificantes réplicas de los armónicos por excentricidad, de mucha menor amplitud que en la corriente, pero, si se amplía

el espectro, se observan en las mismas posiciones relativas también entre otras frecuencias múltiplos del fundamental. Ahora con el variador Altivar ya no pueden advertirse las intermodulaciones de los armónicos por excentricidad en la parte alta del espectro, como ocurría con el variador de Allen Bradley, en el que, igual que se observaban en 26 y 74 Hz, también en 126 y 174 Hz, y también en 4126 y 4174 Hz, por ejemplo. En la parte baja ahora el mayor armónico, tras el 3º, es el 7º seguido del 5º y en menor medida otros impares no múltiplos de 3 como los 11, 13, 17 y en mucho menor medida los 19 y 23.

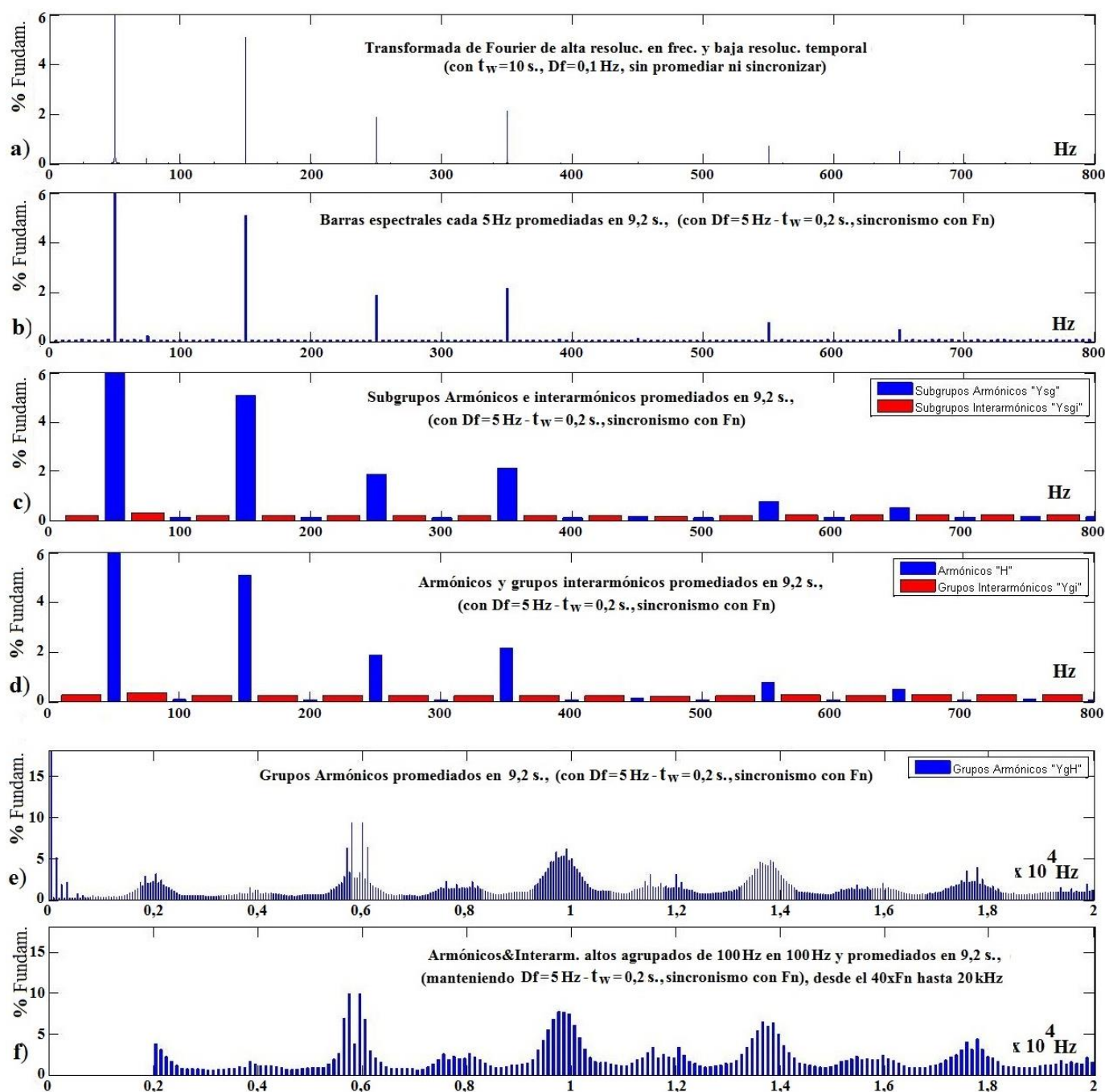


Figura 6.30 Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Altivar 66, con control VBN (Par Variable Bajo ruido, Normal), $f_1 = 50$ Hz y $f_c = 10$ kHz, excitando el motor sano M04 con intensidad cercana a la nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).

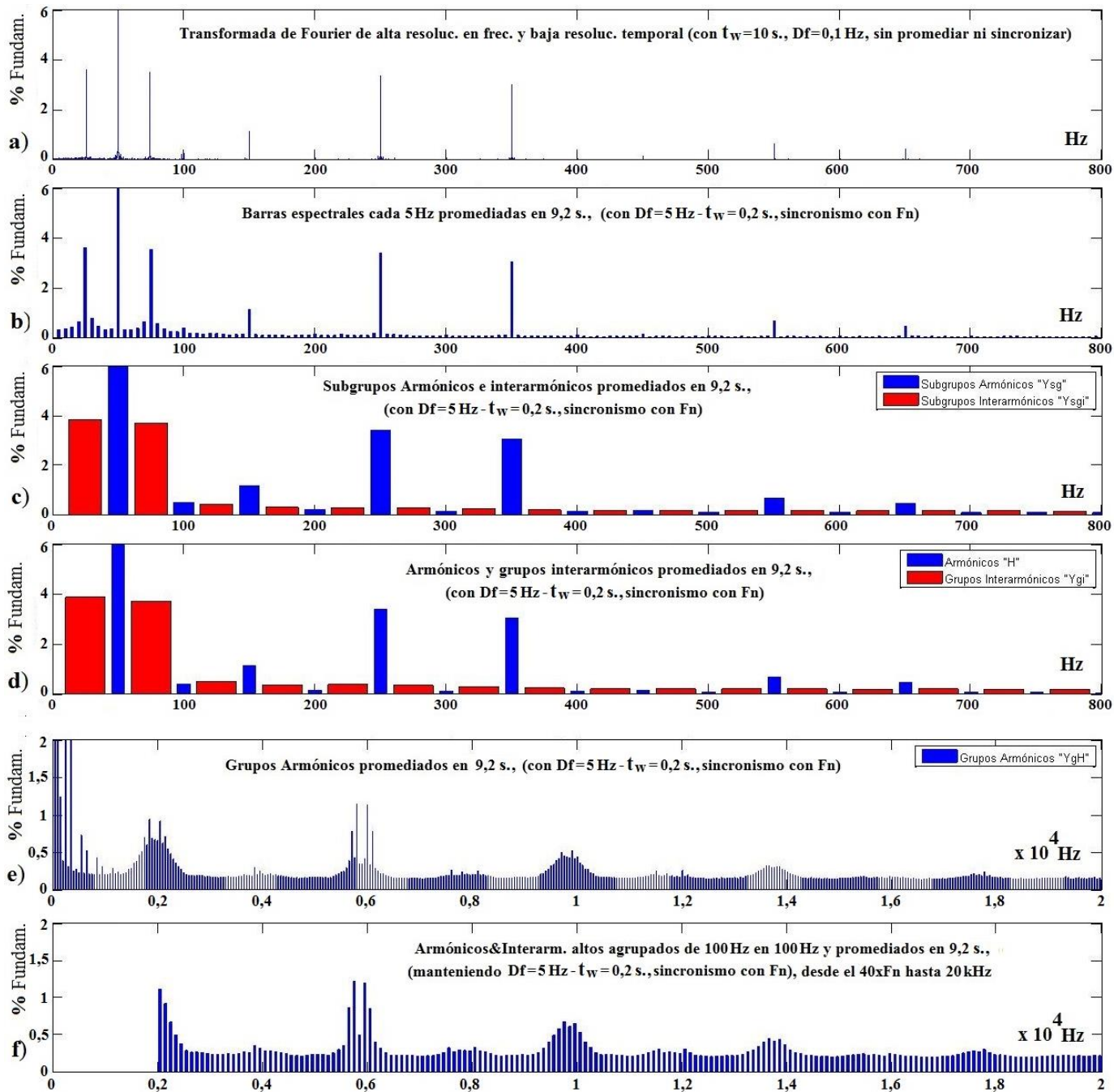


Figura 6.31 Respuesta en frecuencia de salida de intensidad de variador Altivar 66, con control VBD (Par Variable Bajo ruido, NoLoad), $f_1 = 50$ Hz y $f_c = 10$ kHz, excitando el motor sano M04 con intensidad cercana a la nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).

Comparando sobre todo la parte alta de los espectros de tensión de los modos en par variable con cualquiera de los modos y variadores anteriores, se observa que ahora las amplitudes no son tan grandes en los primeros grupos de frecuencias altas. Sin embargo, se mantienen en valores considerables para frecuencias aún mayores (que en otros variadores ya presentaban valores insignificantes), mostrando cierta simetría respecto a la frecuencia central de 10 kHz (seleccionada como portadora, aunque en realidad es el valor alrededor del cual se varía la portadora para obtener esta distribución pseudoaleatoria de frecuencias cuyo objetivo

es reducir la sensación de ruido acústico y vibraciones en el motor). En cambio, en los espectros de intensidad de par variable se van atenuando las frecuencias más altas, debido a la mayor reactancia cuanto mayores son dichas frecuencias, de modo que la simetría respecto a 10 kHz ya no es posible observarla de igual modo que con las tensiones.

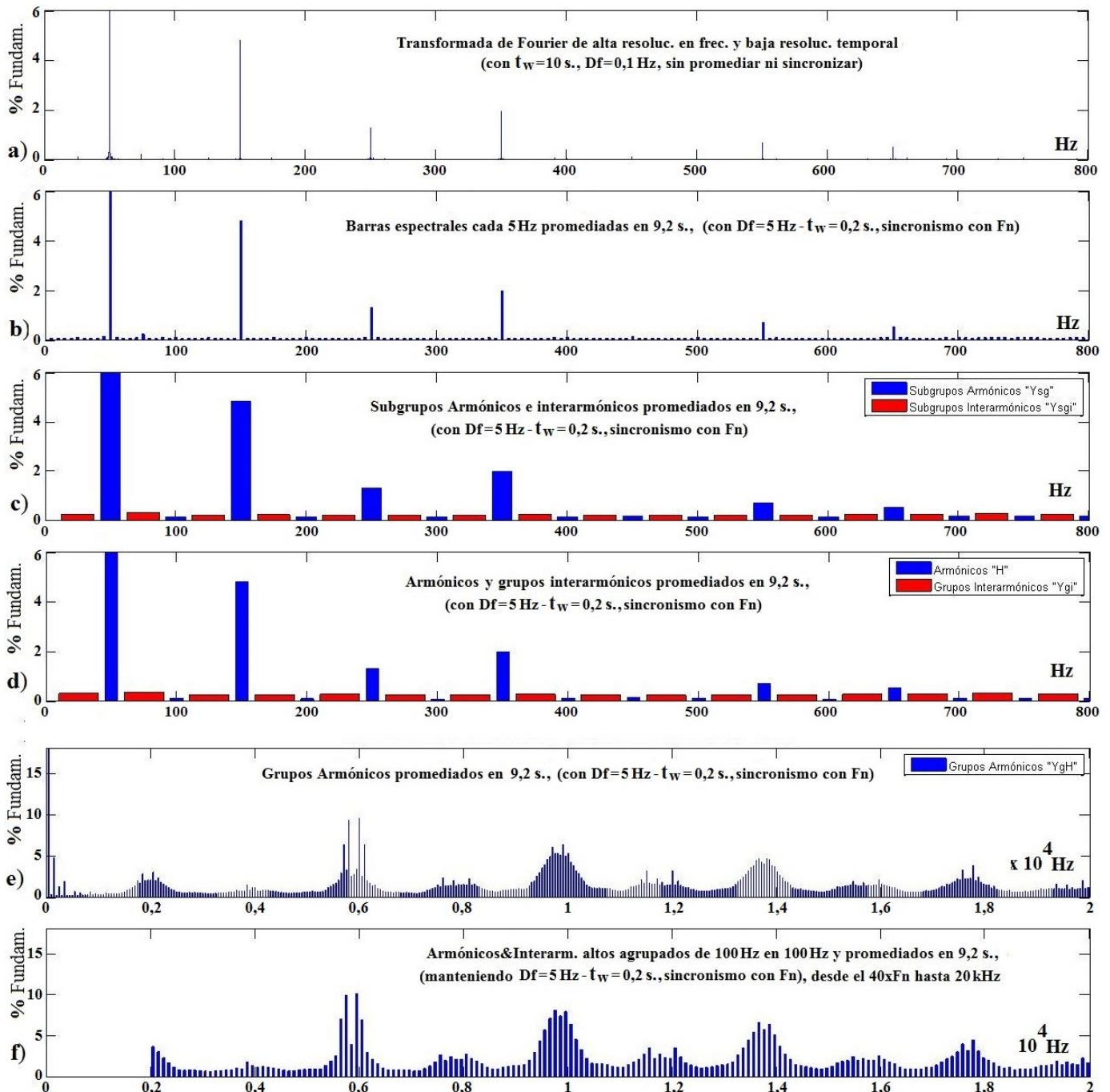


Figura 6.32 Respuesta en frecuencia de salida de tensión de variador Altivar 66, con control VBD (Par Variable Bajo ruido, NoLoad), $f_1 = 50$ Hz y $f_c = 10$ kHz, excitando el motor sano M04 con intensidad cercana a la nominal (deslizamiento $s \approx 3,13\%$).

En las figuras 6.33 y 6.34 se muestra la evolución de los espectros de intensidad y tensión al variar la frecuencia de salida, en la zona de bajas frecuencias (izquierda) y en la de altas frecuencias (parte derecha de las figuras), en ambas figuras para el modo de control *VBN* (Par Variable Bajo ruido, Normal). De forma análoga a lo comentado para otros variadores, destaca en la parte baja el crecimiento de los armónicos 5, 7, 11 y también 13 conforme aumenta la frecuencia fundamental de salida (sobre todo a partir de 50 Hz) y la reducción del 3er. armónico, tanto en tensión como en intensidad, también a partir de 50 Hz (aunque, como con el resto de los variadores, el 3er. armónico sea de mayor valor en el espectro de tensión que en el de intensidad). El espectro en el estacionario es prácticamente idéntico en ambos modos de control de par variable con bajo ruido, normal *VBN*, y *NoLoad VBD*. Por esta razón solo se muestra la evolución con la frecuencia de salida del primero de estos dos modos, ya que ambos presentan prácticamente los mismos resultados.

Por otra parte, para este mismo tipo de modulación aleatoria puede observarse, aunque no sin cierta dificultad, la simetría en la parte alta del espectro respecto al supuesto valor de la frecuencia de conmutación (10 kHz), sobre todo en el espectro de tensión en el cual los armónicos más altos no se atenúan tanto como los de corriente (por ello, para observarlo mejor, en la parte derecha de la figura 6.34 se ha ampliado el rango de frecuencias hasta los 30 kHz). Puede verse cómo los grupos de interarmónicos alrededor de las frecuencias centrales del tipo $(10 \text{ kHz}) \pm n \cdot (2 \text{ kHz})$ (con $n = 0, 1, 2, \dots$) aumentan para valores de n pares (incluido el 0, o sea alrededor de la propia $f_c = 10 \text{ kHz}$) a medida que se incrementa el fundamental, tanto a la izquierda como a la derecha de 10 kHz, aunque en mayor medida los de frecuencias más bajas, disminuyendo los correspondientes a valores de n impares. Esto puede apreciarse alrededor de frecuencias como 10 kHz, 6 y 14 kHz, ó 2 y 18 kHz (para $\pm n = 0, \pm 2$ y ± 4 , respectivamente) en cuyas agrupaciones interarmónicas se observa que al menos aumentan sus valores más destacados y el total de interarmónicos alrededor de éstos. En cambio, para frecuencias como 8 y 12 kHz, 4 y 16 kHz, o 0 y 20 kHz (para $\pm n = \pm 1, \pm 3$ y ± 5) se aprecia una disminución de amplitudes conforme se incrementa el fundamental, sobre todo entre 40 y 50 Hz. Al estar mezclados con los interarmónicos y armónicos propios de la parte baja, el «césped» de interarmónicos que aparece en la parte baja puede deberse en parte a este «supuesto» grupo alrededor de $(10 \text{ kHz}) - 5 \cdot (2 \text{ kHz})$ o frecuencia cero, que debería irse reduciendo al aumentar f_1 . Sobre este «césped» de interarmónicos en la parte de bajas frecuencias también puede influir el ensanchamiento del siguiente grupo, alrededor de 2 kHz, por el aumento de f_1 y con ello de la distancia de las principales amplitudes situadas a distancias múltiplos de f_1 alrededor de cada portadora aleatoria, como 2 kHz, que pese a este tipo de modulación siguen siendo las de mayor valor.

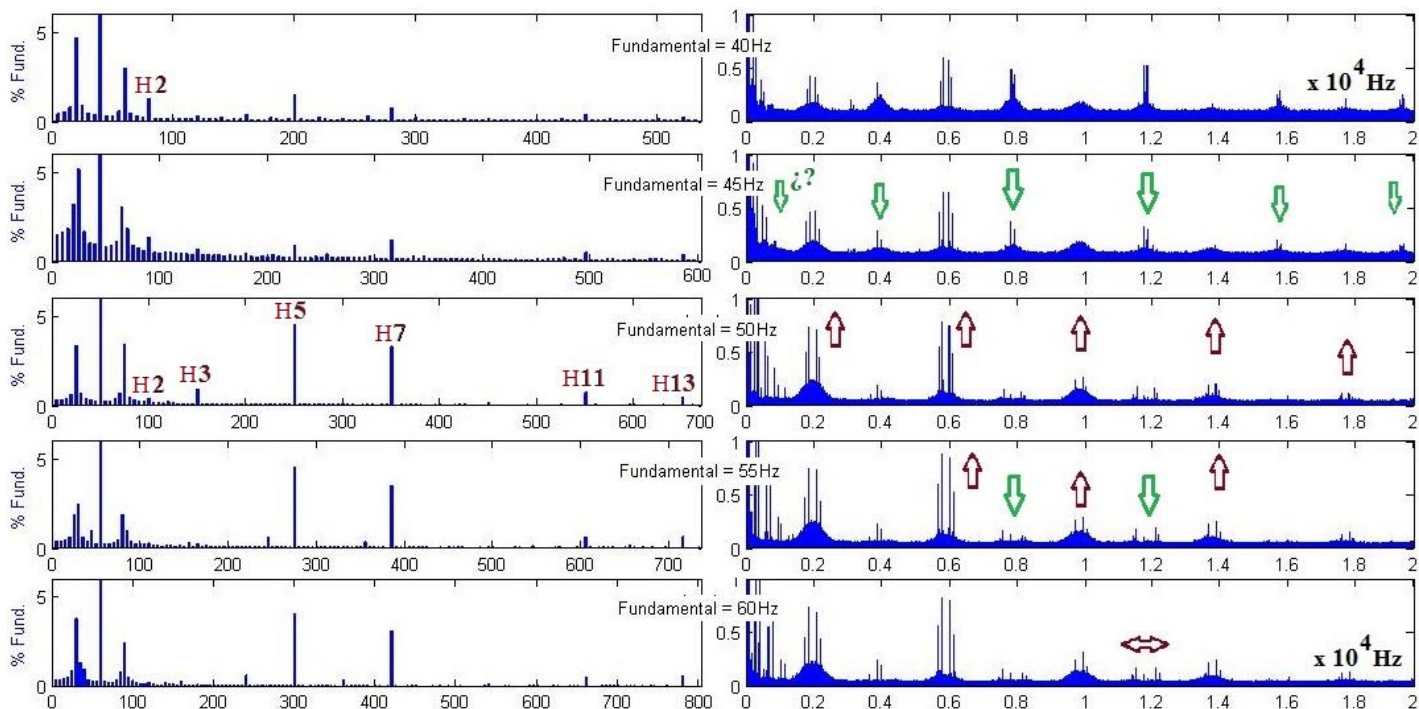


Figura 6.33 Respuesta en frecuencia de salida de intensidad del variador Altivar 66, con control VBN (Par Variable Bajo ruido, Normal), $f_c = 10$ kHz, alimentando el motor sano M04 cargado con $s \approx 3,7\%$, para varias frecuencias de salida.

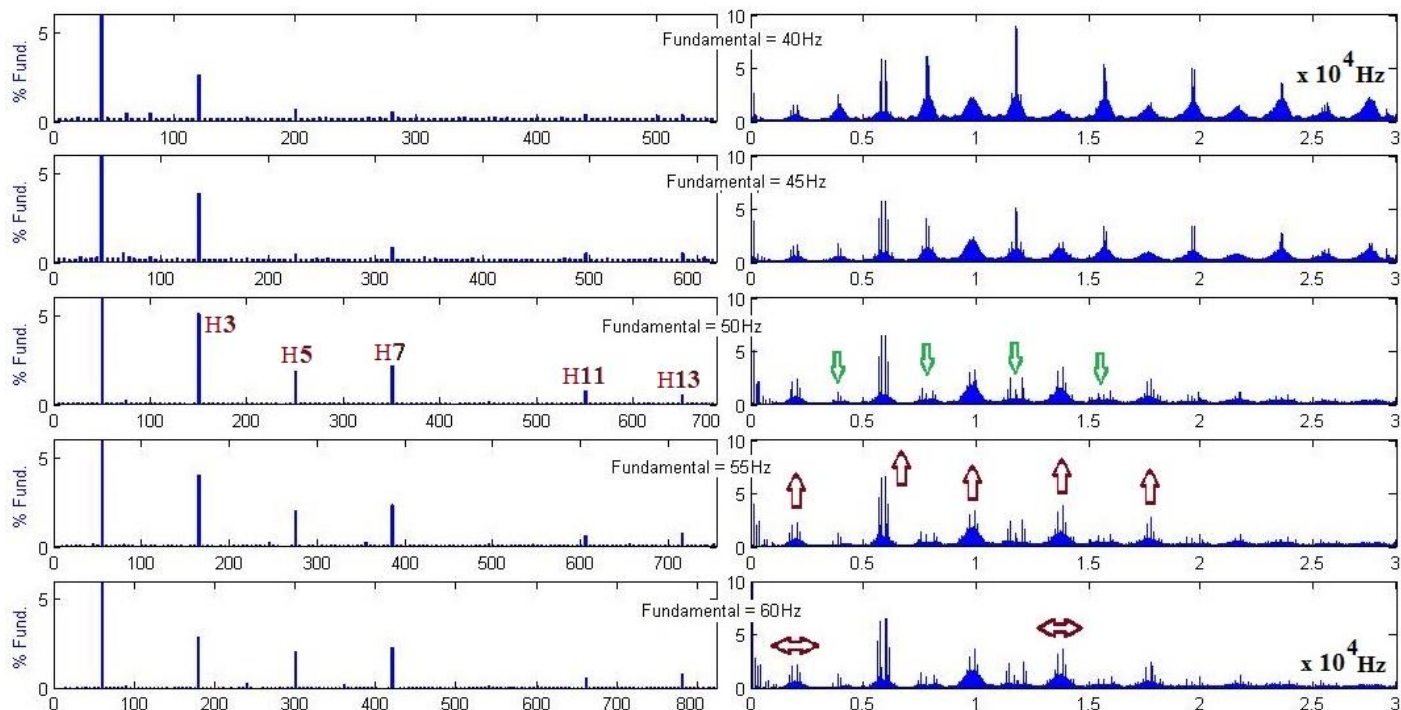


Figura 6.34 Respuesta en frecuencia de la salida de tensión de variador Altivar 66, con control VBN (Par Variable Bajo ruido, Normal), $f_c = 10$ kHz, alimentando el motor sano M04 cargado con $s \approx 3,7\%$, para varias frecuencias de salida.

6.3.4.- Evolución y relación entre los valores obtenidos en las distintas tasas de distorsión.

En este apartado se estudia la composición de las tasas de distorsión globales que abarcan la distorsión por armónicos e interarmónicos en la gama de bajas frecuencias, por interarmónicos para toda la gama de frecuencias, y la más general de todas ellas que mide tanto interarmónicos como armónicos en bajas y altas frecuencias. El estudio se hace en función de los valores de otras tasas de distorsión más básicas e independientes del resto de valores.

Mediante la observación de los espectros de cada una de las fuentes de alimentación usadas para excitar el motor en los apartados anteriores, se ha apreciado cierta independencia en las medidas de tres grandes grupos de frecuencias: armónicos de la parte baja, interarmónicos en la misma zona de bajas frecuencias, y armónicos e interarmónicos mezclados ambos en la parte de altas frecuencias (que quizá también fuera bueno separar en algún caso concreto en que se puedan medir por separado en dicha zona, como ya se comentó, como con modulaciones de tipo PWM síncronas). Las tasas THD_{y_LF} , $TIHDg_{y_LF}$ y $TH&IHDg_{y_HF}$ miden la distorsión causada por estos tres tipos de frecuencias, respectivamente.

El resto de las tasas de distorsión se pueden expresar en función de estas tres tasas básicas, por lo que las primeras son dependientes de estas últimas. En este apartado se analizan la composición y relación de tasas como las $TH&IHDg_{y_LF}$, $TIHDg_{y_LF&HF}$ y $TH&IHDg_{y_LF&HF}$ respecto a las tres básicas, así como la evolución de sus valores relacionándolas entre sí, para todas las fuentes de alimentación, variadores y red, ensayadas.

En las figuras 6.35, 6.36 y 6.37 se muestran las relaciones entre la tasa total de distorsión armónica e interarmónica de intensidad para bajas frecuencias, $TH&IHDg_{I_LF}$, y las de sólo armónicos THD_{I_LF} y sólo interarmónicos $TIHDg_{I_LF}$, en cada variador ensayado, conectado al motor con barra rota $M01$, en función de la frecuencia fundamental de salida, de la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y del modo de control. Éste puede ser: vectorial ((a) y (c)), y escalar ((b) y (d)), para el variador de Allen-Bradley (figura 6.35); par constante en modo normal PCN ((a) y (c)), y en modo especial PCE ((b) y (d)), para el variador de Altivar (figura 6.36); y par variable bajo ruido en modo normal VBN ((a) y (c)), y en modo $No-LoaD$ VBD ((b) y (d)), para este mismo variador de Altivar (figura 6.37).

Puede apreciarse que la tasa total en bajas frecuencias para intensidad, $TH&IHDg_{I_LF}$, presenta un reparto más igualado entre armónicos (THD_{I_LF}) e interarmónicos ($TIHDg_{I_LF}$) en todos los variadores y modos de control que las equivalentes en tensión en las que predominan más los armónicos que los interarmónicos en el caso del variador de Allen Bradley (véanse más adelante las figuras 6.38, 6.39 y 6.40), y siempre en esta zona de bajas frecuencias. En todos los variadores hay una tendencia a aumentar la tasa de armónicos THD_{I_LF} y de interarmónicos $TIHDg_{I_LF}$ con la frecuencia fundamental, siendo más intensa esta tendencia a partir de los 50 Hz; aunque el variador de Altivar, en sus modos de par variable, tiene un comportamiento más irregular. Por debajo de 50 Hz, hay un predominio de componentes interarmónicas frente a armónicas, sobre todo con alta carga y más en el variador de Allen Bradley, situación que llega casi a igualarse a partir de 50 Hz (Altivar, modos en par constante, figura 6.36), e incluso a revertirse, superando los armónicos a los interarmónicos por encima de dicha frecuencia (Allen Bradley, figura 6.35, y Altivar en modos con par variable, casos (a), (b) y (c) de la figura 6.37). La tasa total $TH&IHDg_{I_LF}$ se aproxima más a la componente mayoritaria de cada caso concreto, bien sea a la tasa THD_{I_LF} ó a la $TIHDg_{I_LF}$.

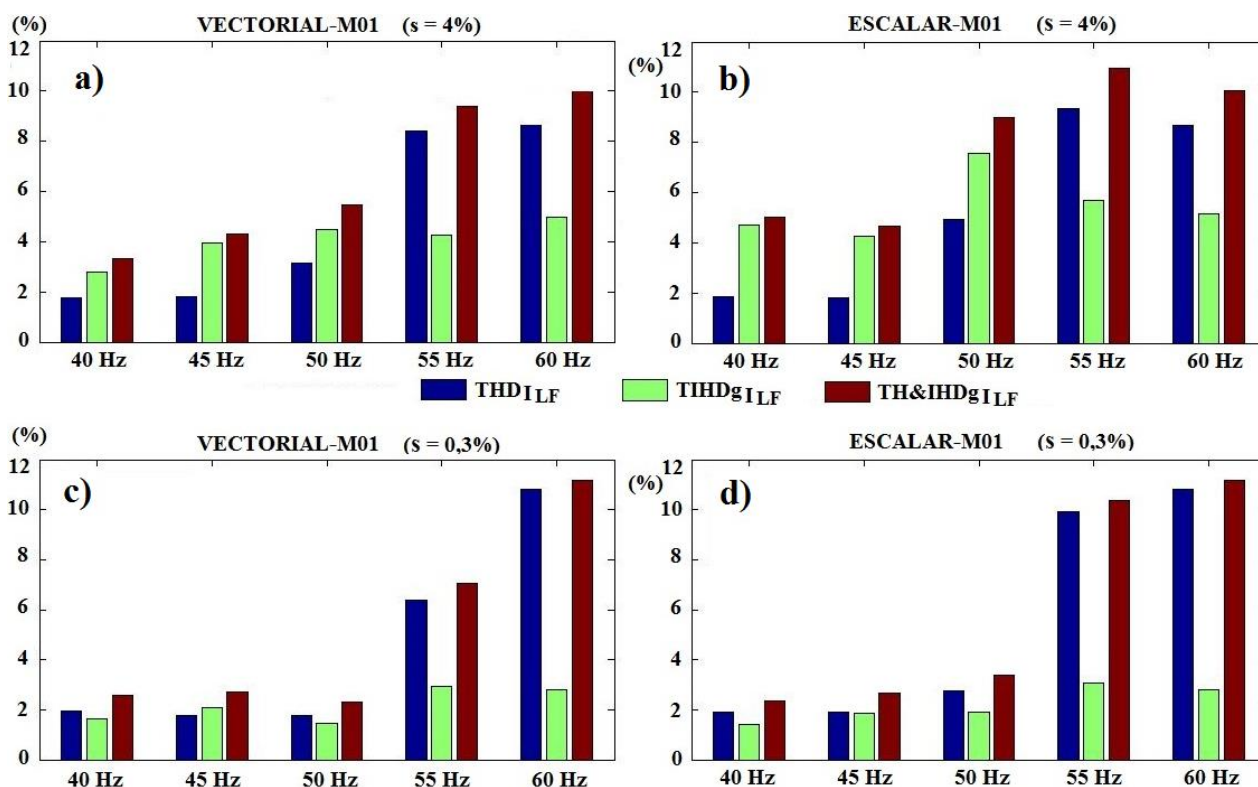


Figura 6.35 Relaciones entre las tasas de intensidad $TH\&IHDg_{I_{LF}}$, $THD_{I_{LF}}$ y $TIHDg_{I_{LF}}$, en el variador de Allen-Bradley, al cambiar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control (vectorial (a) y (c), y escalar (b) y (d)).

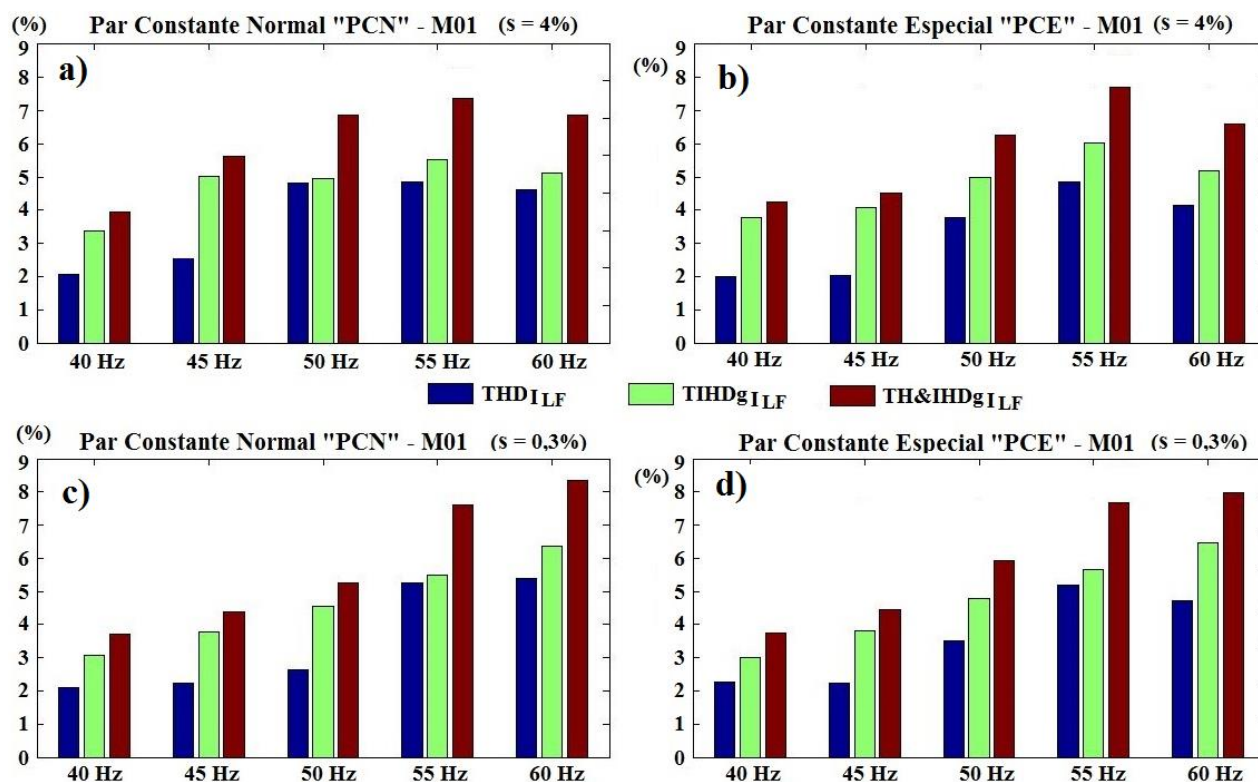


Figura 6.36 Relaciones entre las tasas de intensidad $TH\&IHDg_{I_{LF}}$, $THD_{I_{LF}}$ y $TIHDg_{I_{LF}}$, en el variador Altivar, al variar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control en par constante (PCN (a) y (c), y PCE (b) y (d)).

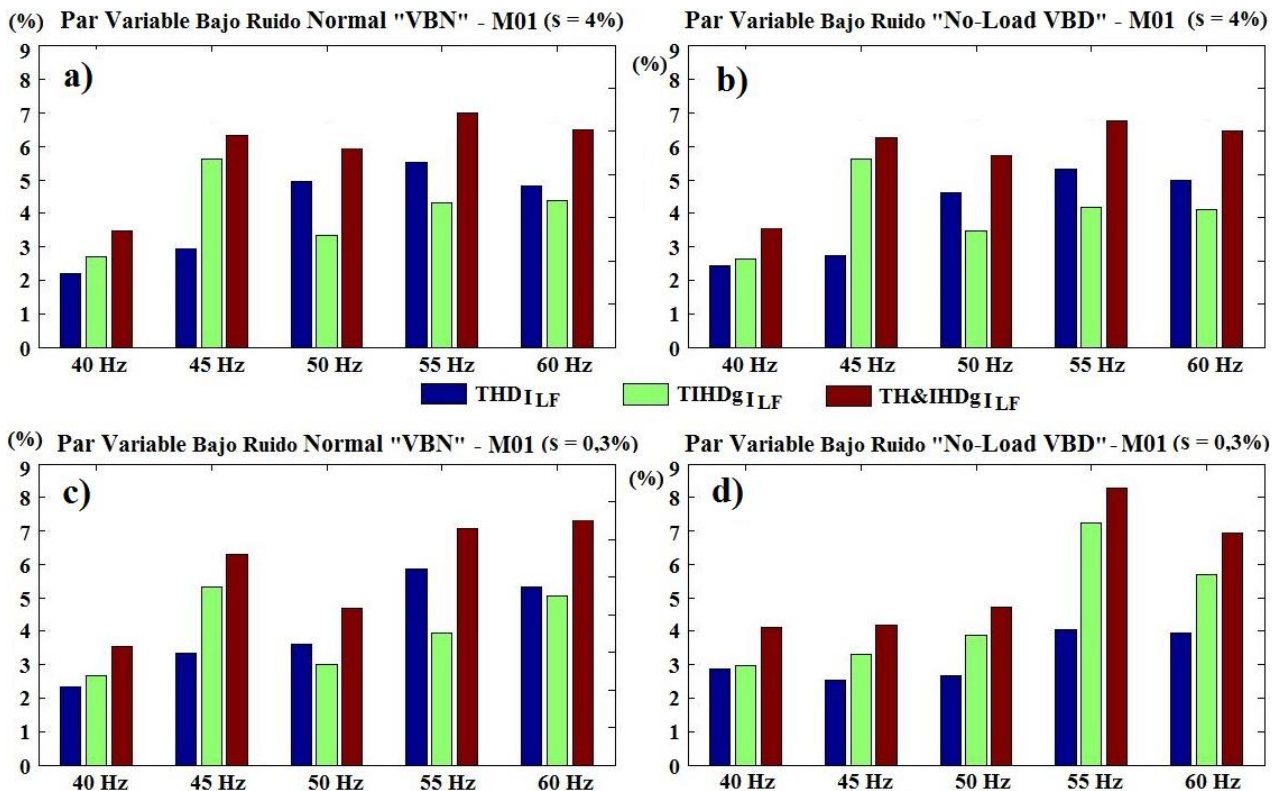


Figura 6.37 Relaciones entre las tasas de intensidad $TH&IHDg_{I_LF}$, THD_{I_LF} y $TIHDg_{I_LF}$, en el variador Altivar, al cambiar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control en par variable (VBN (a) y (c), y VBD (b) y (d)).

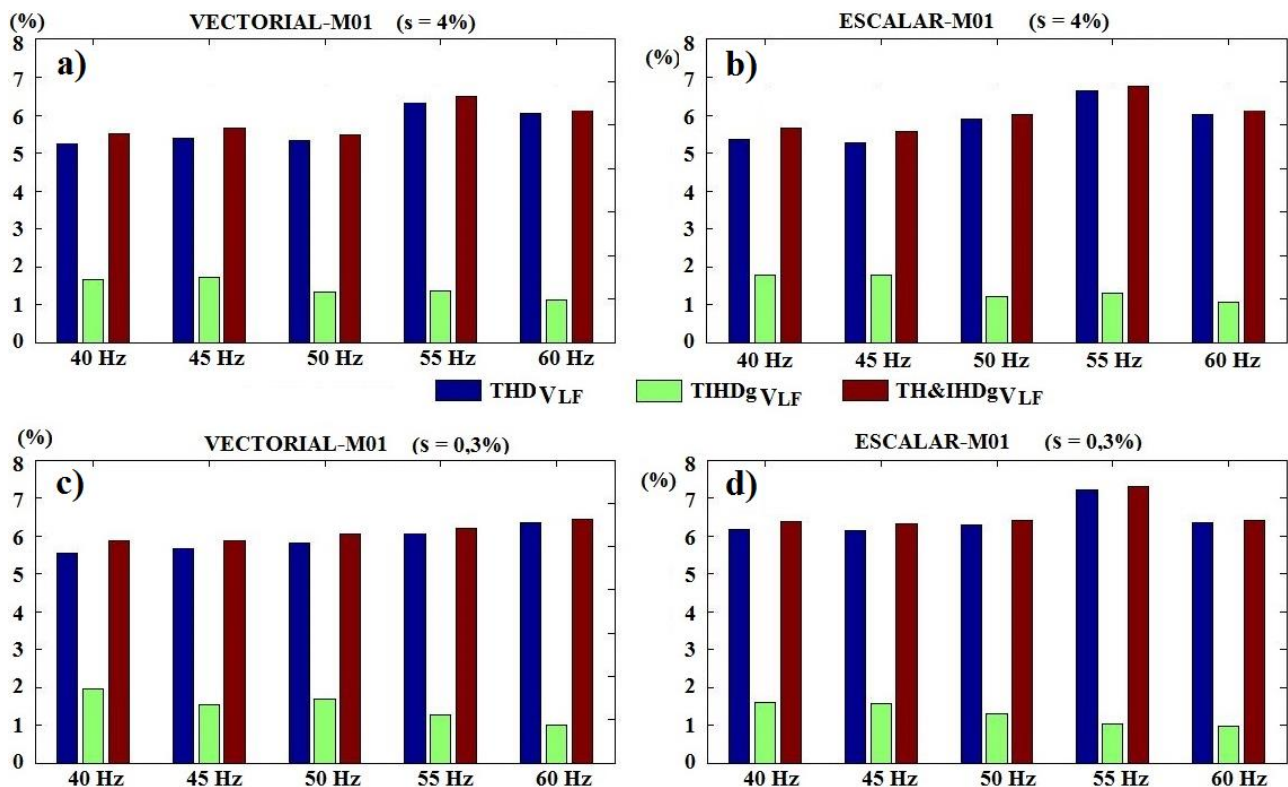


Figura 6.38 Relaciones entre las tasas de tensión $TH&IHDg_{V_LF}$, THD_{V_LF} y $TIHDg_{V_LF}$, en el variador de Allen-Bradley, al variar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control (vectorial (a) y (c), y escalar (b) y (d)).

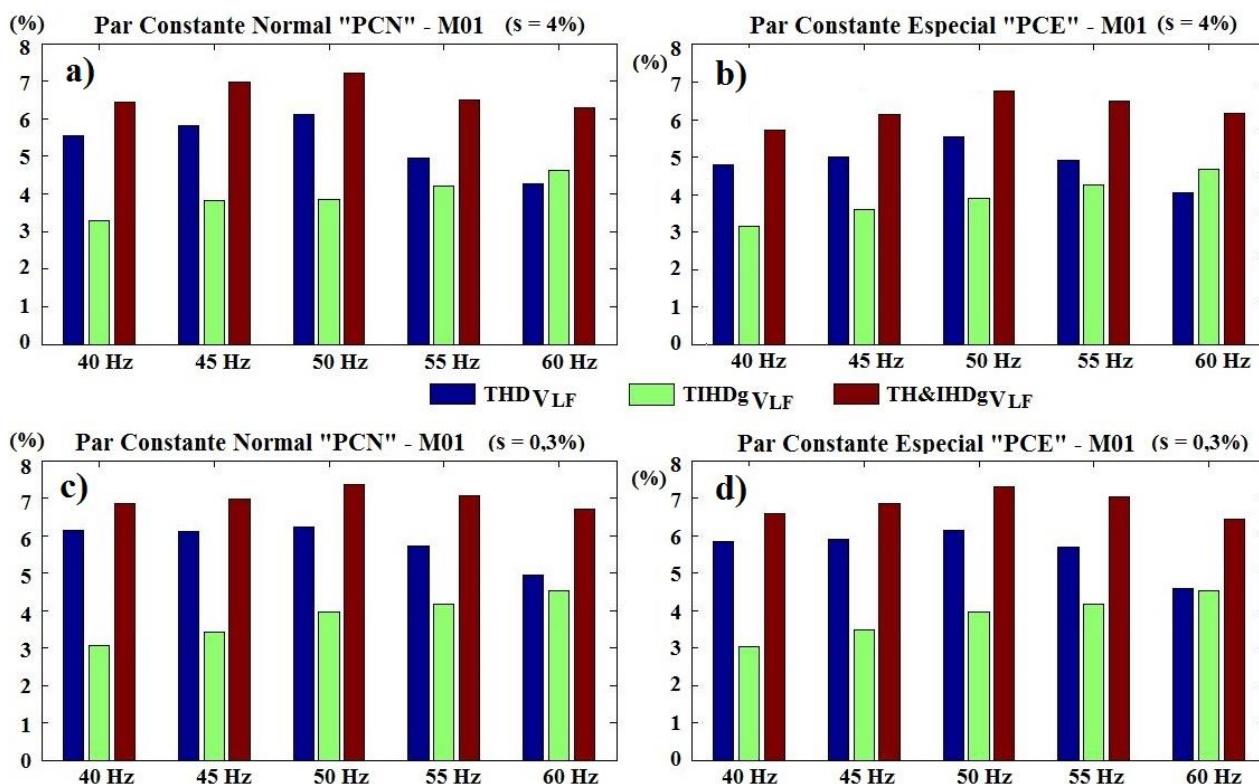


Figura 6.39 Relaciones entre las tasas de tensión $TH&IHDg_{V_LF}$, THD_{V_LF} y $TIHDg_{V_LF}$, en el variador Altivar, al cambiar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control en par constante (PCN (a) y (c), y PCE (b) y (d)).

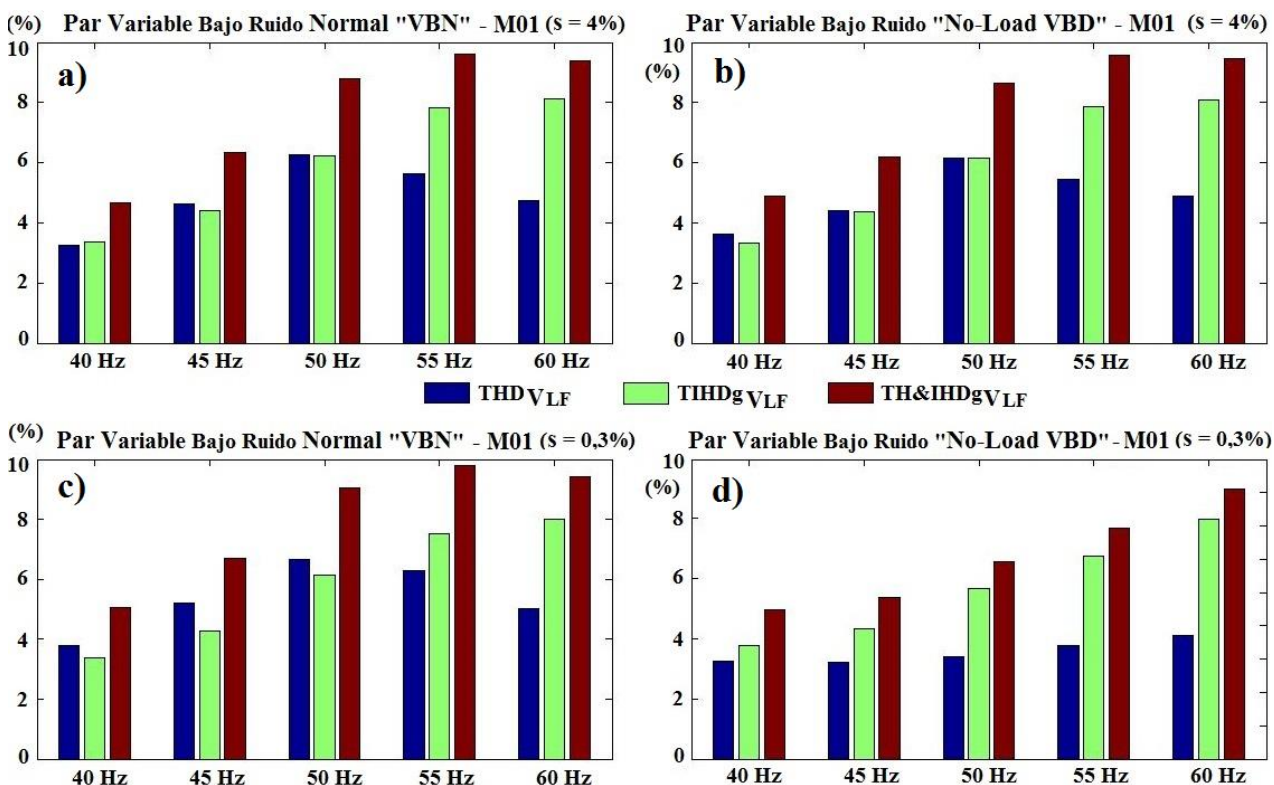


Figura 6.40 Relaciones entre las tasas de tensión $TH&IHDg_{V_LF}$, THD_{V_LF} y $TIHDg_{V_LF}$, en el variador Altivar, al variar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control en par variable (VBN (a) y (c), y VBD (b) y (d)).

Atendiendo a las anteriores observaciones, parece claro que la situación con mayor proporción de armónicos de intensidad (y entre ellos los 5, 7, 11... armónicos, claves en la detección de averías por barras rotas) frente a interarmónicos que ensucian las zonas alrededor de los armónicos donde se encuentran las frecuencias características de fallo, es con el variador de Allen Bradley, baja carga y con frecuencias, como la de 60 Hz, mayores que la nominal. Como la detección de este tipo de averías es más fácil a una carga alta, la siguiente situación con mayores amplitudes de los armónicos de interés (siempre que el hecho de aparecer estos armónicos 5, 7, etc. conlleve una mejor detección de las frecuencias laterales que surgirían a su alrededor en caso de existir este tipo de fallos en el motor) sería la de trabajar con el variador de Allen Bradley (con modulación del tipo PWM senoidal) y frecuencias por encima de la nominal, por ejemplo de 55 Hz o similares para no sobrepasar excesivamente el valor nominal de 50 Hz, y quizá mejor con el modo de control escalar, en el que se vio que aparecían antes y con mayor amplitud los mencionados armónicos de interés (ver figura 6.8). De todos modos, hay que tener en cuenta que todos los valores considerados están normalizados entre el fundamental, y éste ha tenido menor amplitud en los casos de frecuencias por encima de la nominal; dicho de otro modo, los mayores valores absolutos de los armónicos de interés se han dado para 50 Hz, modo escalar y alta carga, y quizá con valores más altos de la frecuencia de conmutación para disminuir así algo la tasa de interarmónicos (aunque ya se vio que f_c influía más en la parte de altas frecuencias) a costa de aumentar las pérdidas por conmutación en el convertidor. También podrían ofrecer buenos resultados los modos en par variable del Altivar (algo mejor el modo *VBN* que el *VBD*) para 50 Hz y con alta carga (tal como se aprecia en las figuras 6.37, 6.29 y 6.33); no siendo así para los modos en par constante del mismo variador, dado su elevado nivel de interarmónicos frente a armónicos de interés (ver figuras 6.36, 6.25 y 6.27).

En las figuras 6.38, 6.39 y 6.40 se muestran las relaciones entre la tasa total de distorsión armónica e interarmónica de tensión para bajas frecuencias, $TH&IHDg_V_LF$, y las de sólo armónicos THD_V_LF y sólo interarmónicos $TIHDg_V_LF$, en cada variador ensayado, conectado al motor con barra rota *M01*, en función de la frecuencia fundamental de salida, de la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y del modo de control: vectorial ((a) y (c)), y escalar ((b) y (d)), para el variador de Allen-Bradley (figura 6.38); par constante en modo normal *PCN* ((a) y (c)), y en modo especial *PCE* ((b) y (d)), para el variador de Altivar (figura 6.39); y par variable bajo ruido en modo normal *VBN* ((a) y (c)), y en modo *No-Load VBD* ((b) y (d)), para este mismo variador de Altivar (figura 6.40).

En el caso de la tensión el comportamiento de las tasas de baja frecuencia es aún más diferente si comparamos el variador de Allen Bradley (con modulación del tipo *PWM* senoidal) con los modos de trabajo del Altivar (modulaciones en lazo cerrado para los modos en par constante y de tipo aleatoria para los modos en par variable). En el primero de ellos (figura 6.38) hay un claro predominio de los armónicos (medidos por la tasa THD_V_LF) frente a los interarmónicos ($TIHDg_V_LF$) para todas las frecuencias de salida y tipos de carga, con un ligero aumento de los armónicos a partir de 50 Hz y un leve descenso de los interarmónicos a partir de esa misma frecuencia. Por lo tanto, para el variador de Allen Bradley, la tasa total para bajas frecuencias $TH&IHDg_V_LF$ tiene tendencia a aumentar ligeramente con la frecuencia fundamental, siguiendo así los valores de su componente principal THD_V_LF .

En cambio, en el variador Altivar, la tendencia es a aumentar la tasa interarmónica de tensión $TIHDg_V_LF$ con la frecuencia fundamental, para todos los modos de funcionamiento de dicho variador. Esto puede deberse a que, al aumentar la frecuencia fundamental, también

se aumenta el rango de frecuencias abarcadas dentro de lo que se considera la zona de bajas frecuencias (hasta el armónico 40), por lo que puede que algunas tasas de esas zonas aumenten por incluir cada vez más interarmónicos procedentes de la parte alta (y de ahí el continuo incremento de la tasa por interarmónicos $TIHDg_V_LF$ al aumentar la frecuencia fundamental en todos los modos del variador Altivar). Sin embargo, los armónicos se comportan de diferente forma según sea con modos en par constante (ligero aumento de THD_V_LF hasta llegar a 50 Hz y claro descenso para valores mayores de esa frecuencia, figura 6.39) o con modos en par variable (fuerte aumento de THD_V_LF hasta llegar a 50 Hz, y a partir de esa frecuencia fuerte disminución de estos valores armónicos, sólo en los casos (a), (b) y (c) de la figura 6.40). Por ello, la tasa total $TH&IHDg_V_LF$ presenta pocos cambios con la frecuencia fundamental para los modos en par constante, y un aumento hasta llegar a 50 Hz para mantenerse después, en los modos en par variable (se contrarrestan el aumento de los interarmónicos con la bajada de los armónicos, a partir de 50 Hz; salvo en el caso (d) de la figura 6.40, con baja carga y modo VBD , que se comporta de forma diferente al resto).

También pueden buscarse las situaciones idóneas para detectar frecuencias características de fallo, en caso de que las hubiera, en la parte baja del espectro de tensión, siendo de nuevo más limpio el del variador de Allen Bradley en modo escalar, entre 50-55 Hz, o si es vectorial para frecuencias mayores a 50 Hz, para que aparezcan con mayor claridad los armónicos de interés 5, 7, etc. De la simple observación de las tasas relacionadas de la parte baja del espectro (figura 6.38) o directamente de cada una de sus frecuencias (figura 6.9) puede verificarse esta apreciación. En cambio, en caso de usar el variador Altivar, en este caso la proporción armónicos frente a interarmónicos parece mejor para los modos en par constante (figura 6.39), sobre todo para frecuencias menores a 55 Hz. Esta última observación no se corresponde con la deducida si se observan los espectros detallados, ya que este variador sigue siendo el que mayor fondo de ruido presenta (ver figuras 6.26 y 6.28 en modos de par constante, frente al espectro algo más limpio de la figura 6.34 para modo en par variable VBN).

Si antes se ha visto la relación entre las tasas para bajas frecuencias, también puede relacionarse la tasa que mide únicamente las componentes interarmónicas en toda la gama de frecuencias, $TIHDg_y_LF&HF$, en función de sus dos componentes básicas, $TIHDg_y_LF$ y $TH&IHDg_y_HF$. Así, en las figuras 6.41, 6.42 y 6.43 se muestran las relaciones entre la tasa total de distorsión interarmónica de intensidad, $TIHDg_I_LF&HF$, y las tasas de únicamente bajas frecuencias $TIHDg_I_LF$ y de sólo altas frecuencias $TH&IHDg_I_HF$, en cada variador ensayado, conectado al motor con barra rota $MO1$, en función de la frecuencia fundamental de salida, de la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y del modo de control: vectorial ((a) y (c)), y escalar ((b) y (d)), para el variador de Allen-Bradley (figura 6.41); par constante en modo normal PCN ((a) y (c)), y en modo especial PCE ((b) y (d)), para el variador de Altivar (figura 6.42); y par variable bajo ruido en modo normal VBN ((a) y (c)), y en modo $No-LoaD$ VBD ((b) y (d)), para este mismo variador de Altivar (figura 6.43). En las figuras 6.44, 6.45 y 6.46 se muestran idénticas relaciones para los casos de las tasas de tensión.

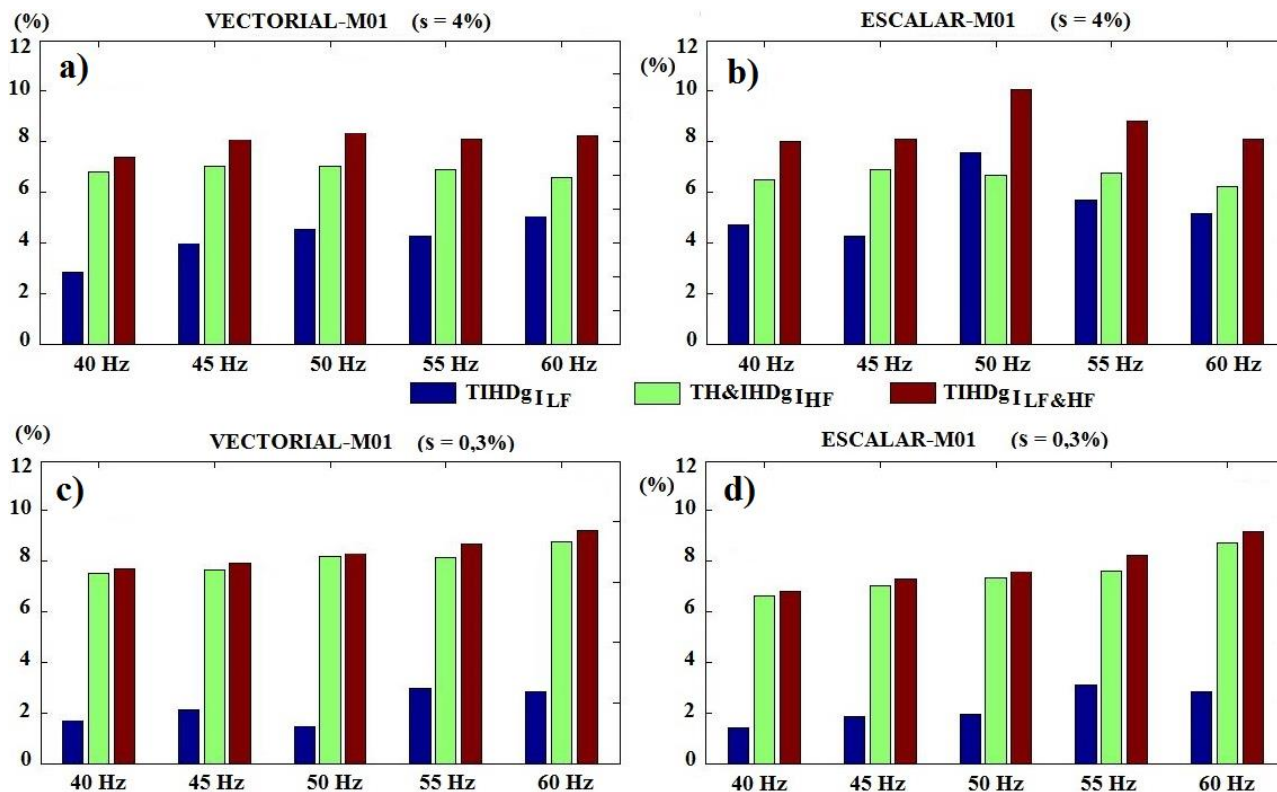


Figura 6.41 Relaciones entre las tasas de intensidad $TIHDg_{ILF\&HF}$, $TIHDg_{ILF}$ y $TH&IHDg_{IHF}$, en el variador de Allen-Bradley, al variar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control (vectorial (a) y (c), y escalar (b) y (d)).

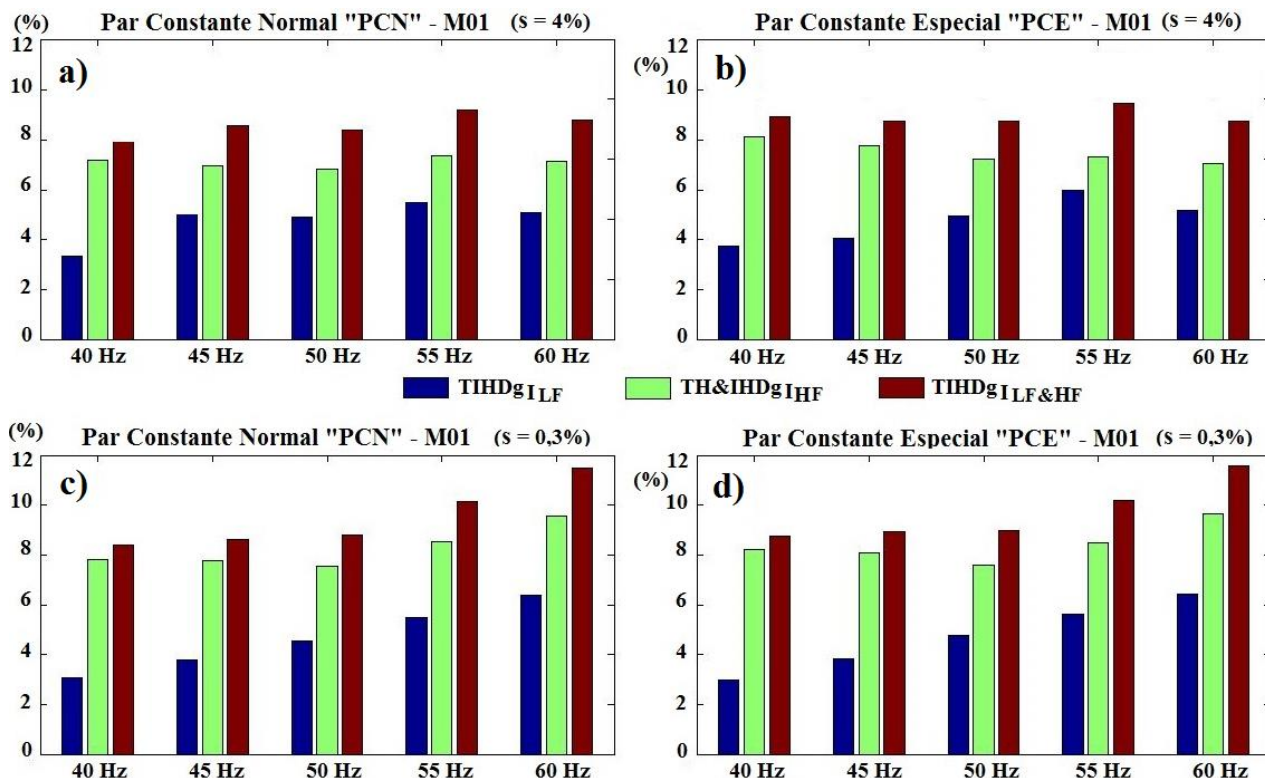


Figura 6.42 Relaciones entre las tasas de intensidad $TIHDg_{ILF\&HF}$, $TIHDg_{ILF}$ y $TH&IHDg_{IHF}$, en el variador Altivar, al variar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control en par constante (PCN (a) y (c), y PCE (b) y (d)).

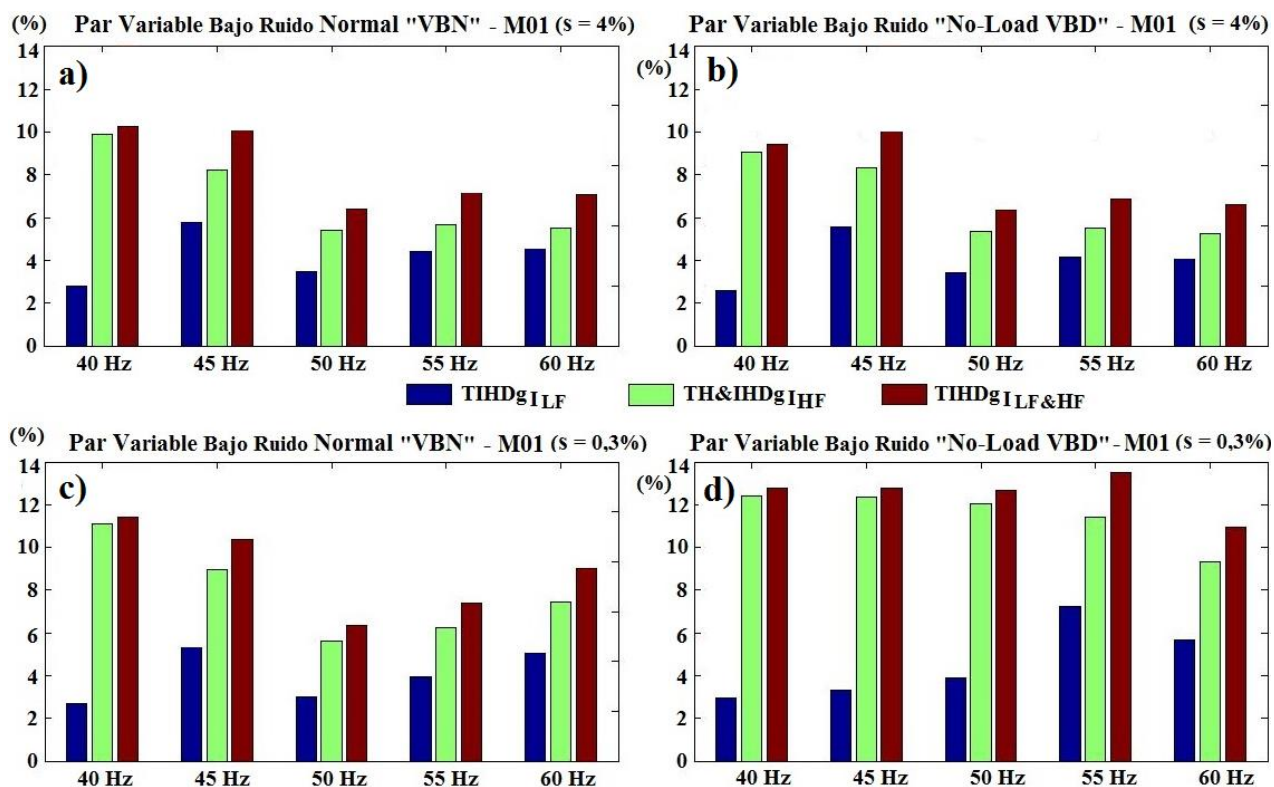


Figura 6.43 Relaciones entre las tasas de intensidad $TIHDg_{ILF\&HF}$, $TIHDg_{ILF}$ y $TH&IHDg_{IHF}$, en el variador Altivar, al variar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control en par variable (VBN (a) y (c), y VBD (b) y (d)).

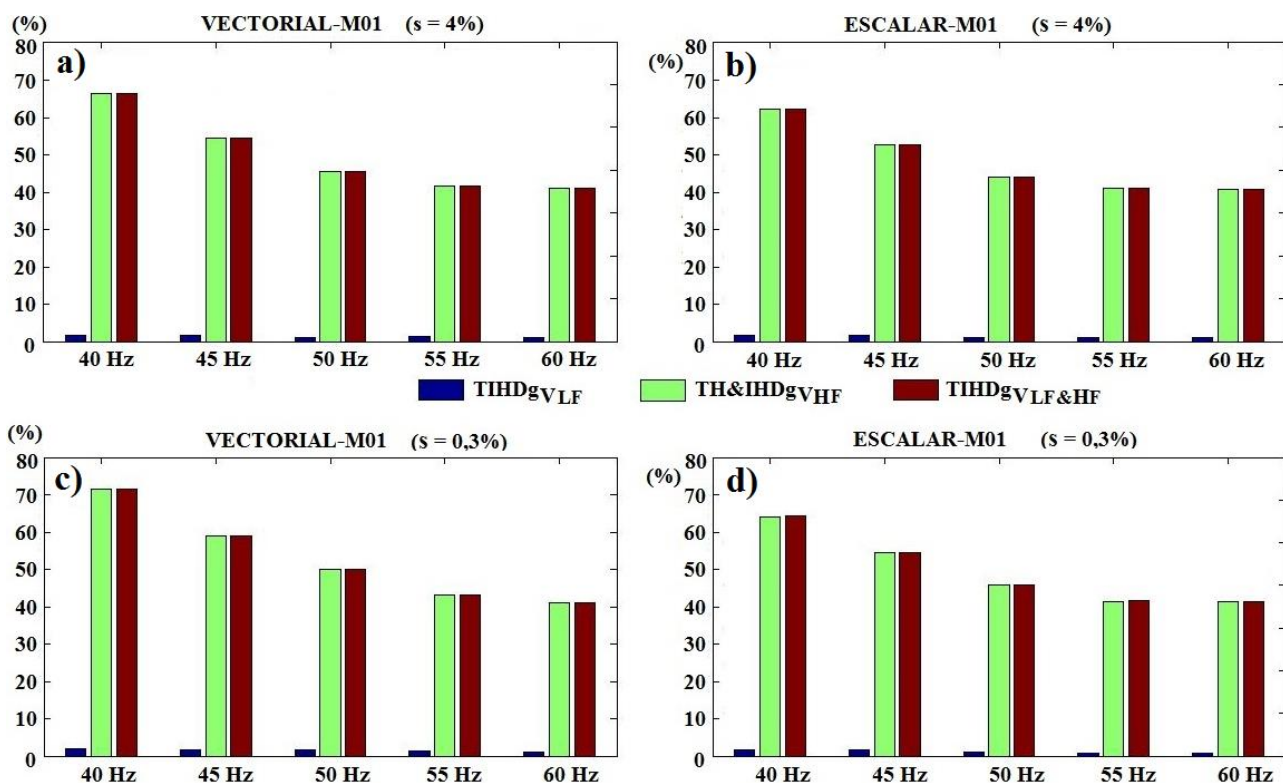


Figura 6.44 Relaciones entre las tasas de tensión $TIHDg_{V_{LF\&HF}}$, $TIHDg_{V_{LF}}$ y $TH&IHDg_{V_{HF}}$, en el variador de Allen-Bradley, al variar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control (vectorial (a) y (c), y escalar (b) y (d)).

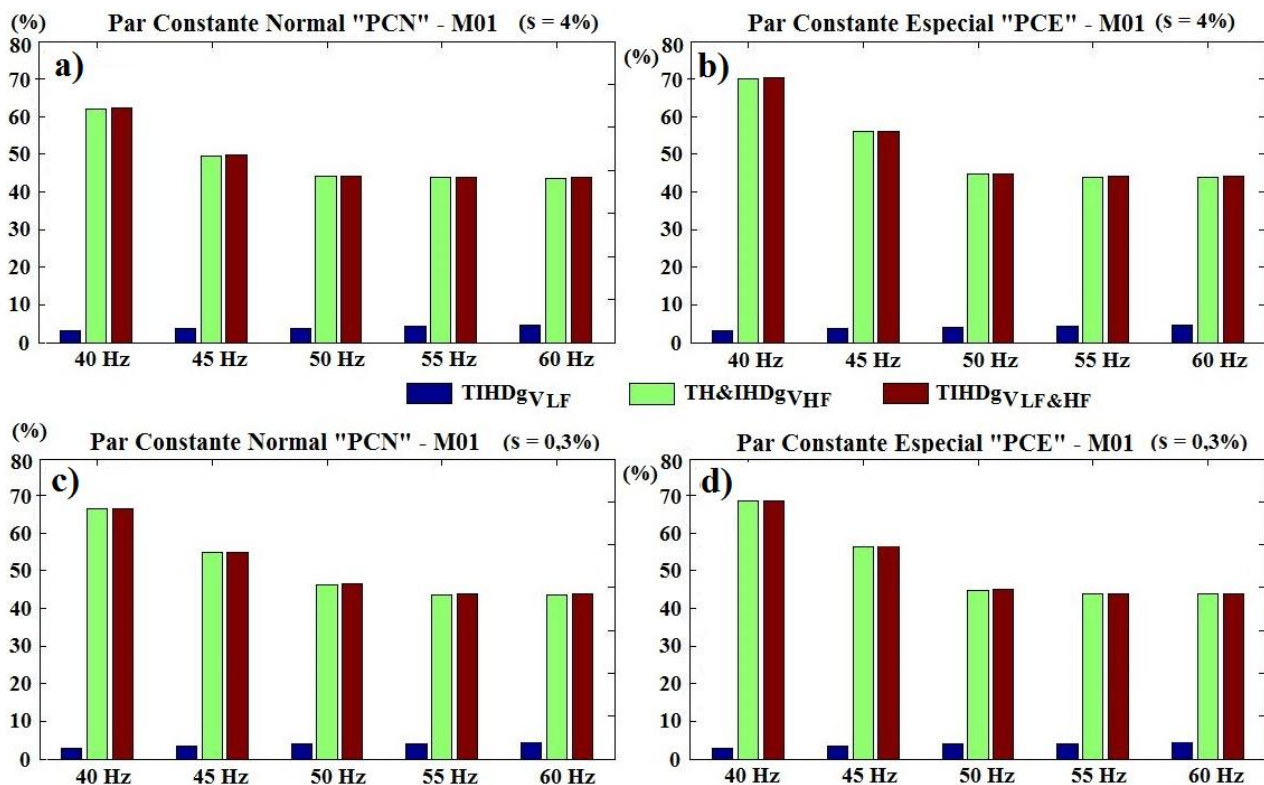


Figura 6.45 Relaciones entre las tasas de tensión $TIHDg_{V_LF\&HF}$, $TIHDg_{V_LF}$ y $TH\&IHDg_{V_HF}$, Enel variador Altivar, al variar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d) y el modo de control en par constante (PCN (a) y (c), y PCE (b) y (d)).

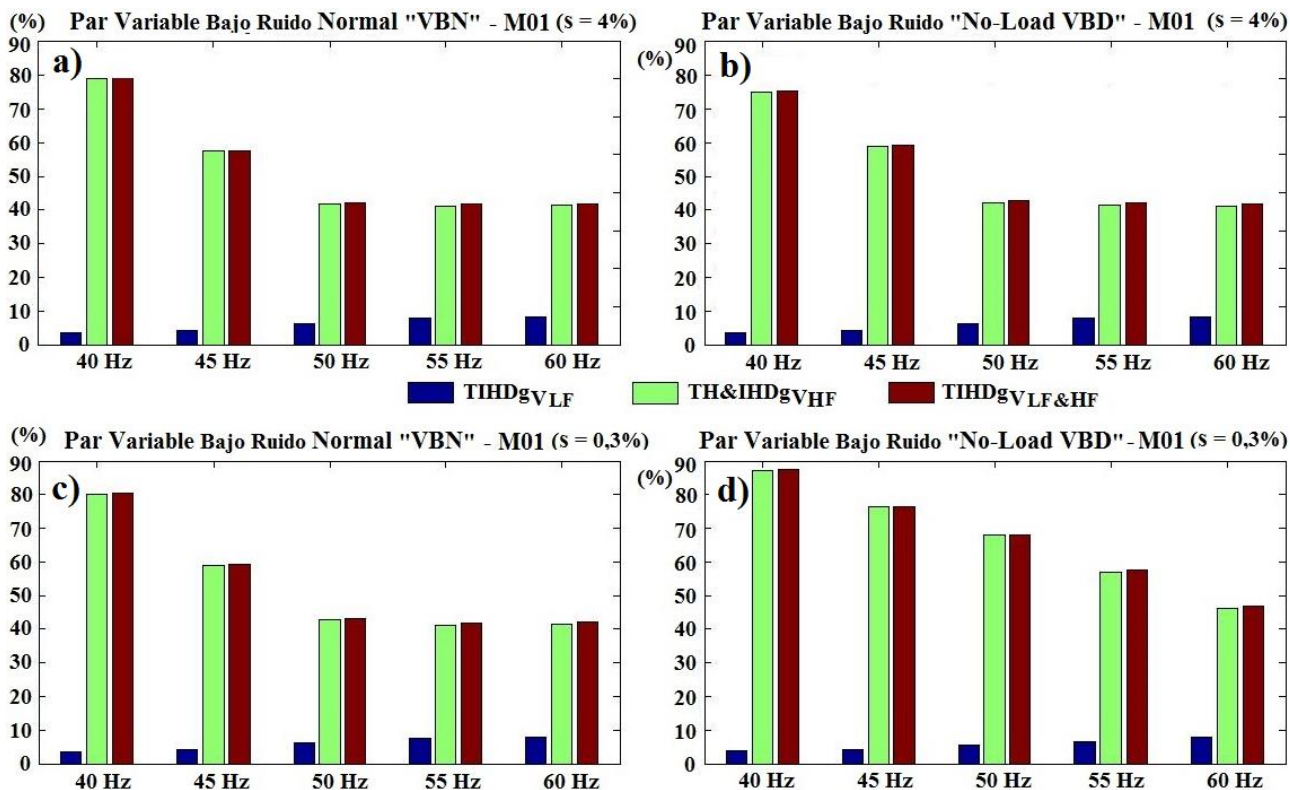


Figura 6.46 Relaciones entre las tasas de tensión $TIHDg_{V_LF\&HF}$, $TIHDg_{V_LF}$ y $TH\&IHDg_{V_HF}$, en el variador Altivar, al variar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d) y el modo de control en par variable (VBN (a) y (c), y VBD (b) y (d)).

En el caso de los interarmónicos de intensidad del variador de Allen Bradley, es mayor la componente debida a altas frecuencias ($TH&IHDg_I_HF$) que a bajas frecuencias ($TIHDg_I_LF$), sobre todo para baja carga ya que en ese caso disminuye bastante $TIHDg_I_LF$ y aumenta ligeramente $TH&IHDg_I_HF$. El único caso en que los interarmónicos de la parte de bajas frecuencias superan a los de la parte alta es en modo escalar con alta carga y frecuencia nominal de 50 Hz (figura 6.41). Todo ello para una frecuencia de conmutación de 4 kHz, ya que para poder comparar todos los variadores hemos optado por mantener esta frecuencia para este estudio de relaciones entre tasas siempre que ha sido posible (en todos los casos, excepto para el variador Altivar en modos de par variable, se han comparado en este apartado y en el siguiente las tasas con dicho valor de frecuencia de conmutación). Si se reduce la frecuencia de conmutación a por ejemplo 3 kHz, ya se vio que aumentaba bastante la tasa por altas frecuencias $TH&IHDg_I_HF$, por lo que en ese caso ésta superaría aún más a la tasa por bajas frecuencias. Con el resto de variadores-modos también la tasa de interarmónicos de intensidad por altas frecuencias siempre supera a la debida a bajas frecuencias (figuras 6.42 y 6.43), por lo que se convierte en la componente principal de la tasa total $TIHDg_I_LF&HF$. Si bien no ocurre siempre, hay una tendencia a incrementarse ligeramente la tasa por altas frecuencias al aumentar la frecuencia fundamental (ver figuras 6.41 y 6.42 con baja carga), aunque en los modos de par variable del Altivar (figura 6.43) el comportamiento puede ser el contrario.

Las mayores componentes interarmónicas de tensión se dan siempre en las zonas de altas frecuencias, siendo por ello siempre mucho mayor la tasa $TH&IHDg_V_HF$ que la $TIHDg_V_LF$, y resultando que la tasa total $TIHDg_V_LF&HF$ es similar y ligeramente superior a la tasa básica de sólo altas frecuencias, $TH&IHDg_V_HF$, para todos los variadores estudiados (ver figuras 6.44, 6.45 y 6.46). Además, estas tasas que miden componentes interarmónicas de tensión para altas frecuencias, en las que no se hace distinción entre armónicos e interarmónicos como se vio en los estudios previos realizados en los capítulos 2 y 5 sobre las tasas de distorsión, son muy superiores en valores porcentuales al resto de tasas tanto de tensión como de intensidad, con valores mayores en muchos casos al 60 % del armónico fundamental. Existe una tendencia, en todos los variadores, a disminuir estos contenidos interarmónicos de alta frecuencia conforme aumenta la frecuencia fundamental, sobre todo entre 40 y 50 Hz, estabilizándose después sus valores (como se pudo apreciar al estudiar los espectros detallados de cada variador en su zona de altas frecuencias) hasta llegar a aproximadamente un 40 % en todos los casos estudiados, excepto en el caso (d) de la figura 6.46 o modo *VBD* con baja carga del variador Altivar, que siempre muestra irregularidades respecto al resto de casos, pero incluso esta vez también tienden a reducirse $TH&IHDg_V_HF$ y $TIHDg_V_LF&HF$ al incrementar la frecuencia fundamental. Los casos con mayor contenido interarmónico de alta frecuencia se dan pues para valores bajos de carga y de frecuencia fundamental, y, dentro de todos los variadores, en el Altivar en el modo *VBD* de par variable.

Y por último, se relaciona la composición de la tasa total de armónicos e interarmónicos para toda la gama de frecuencias, $TH&IHDg_y_LF&HF$, en función de las tasas más básicas de armónicos e interarmónicos para sólo bajas frecuencias, $TH&IHDg_y_LF$, y para sólo la parte alta del espectro, $TH&IHDg_y_HF$.

Así, en las figuras 6.47, 6.48 y 6.49 se presentan las relaciones entre las tasas totales de distorsión armónica e interarmónica de intensidad: para toda frecuencia, $TH&IHDg_I_LF&HF$, para sólo bajas frecuencias $TH&IHDg_I_LF$ y sólo para altas frecuencias $TH&IHDg_I_HF$, en cada variador ensayado, conectado al motor con barra rota

M01. Estas representaciones se hacen en función de la frecuencia fundamental de salida, de la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y del modo de control. Éste puede ser: vectorial ((a) y (c)), y escalar ((b) y (d)), para el variador de Allen-Bradley (figura 6.47); par constante en modo normal *PCN* ((a) y (c)), y en modo especial *PCE* ((b) y (d)), para el variador Altivar (figura 6.48); y par variable bajo ruido en modo normal *VBN* ((a) y (c)), y en modo *No-LoaD VBD* ((b) y (d)), para este mismo variador Altivar (figura 6.49). En las figuras 6.50, 6.51 y 6.52 se observan análogas relaciones para los casos de las tasas de tensión.

Si se observan las tasas de intensidad de los variadores Allen Bradley y Altivar en modos de par constante y con alta carga (figuras 6.47 y 6.48) se aprecia que la distorsión total debida a componentes de frecuencia altas ($TH&IHDg_I_HF$) se mantiene más estable al variar la frecuencia de salida f_l , mientras que aumenta ligeramente con f_l para baja carga. Ello da lugar a que las variaciones de la tasa total $TH&IHDg_I_LF&HF$ se deban sobre todo a la componente de bajas frecuencias ($TH&IHDg_I_LF$), ya que la de altas es más constante. Por ello, la tasa total $TH&IHDg_I_LF&HF$ se incrementa con la frecuencia de salida f_l , siguiendo con ello las variaciones de la componente de sólo bajas frecuencias $TH&IHDg_I_LF$ (y dentro de esta última tasa, más por el incremento de la componente armónica THD_I_LF , como se vio en la figura 6.35 para el caso del Allen Bradley). Para el Altivar en modo de par variable, con *PWM* aleatorio, (figura 6.49) el comportamiento es, una vez más, diferente: la tasa por altas frecuencias $TH&IHDg_I_HF$ disminuye, y a veces mucho, con f_l , y la tasa por bajas frecuencias tiende en cambio a crecer, pero de una forma muy irregular. Pero, si se examina la figura 6.37, el aumento de la componente por armónicos THD_I_LF es más regular; en este modo-variador son los interarmónicos de la parte baja del espectro los más irregulares. Con todo, el menor valor de la tasa total $TH&IHDg_I_LF&HF$ en este último caso parece estar en torno a los 50 Hz.

En todos los casos, para frecuencias de salida por debajo de 50 Hz, la componente de distorsión total de intensidad $TH&IHDg_I_LF&HF$ predominante es la debida a altas frecuencias ($TH&IHDg_I_HF$), sobre todo para baja carga. Y por encima de 50 Hz en la frecuencia de salida llegan a igualarse las componentes por altas y por bajas frecuencias llegando incluso a ser superior esta última ($TH&IHDg_I_LF$) en algunos casos.

Las tasas totales de tensión de las figuras 6.50, 6.51 y 6.52 presentan una forma similar a la vista en las figuras 6.44, 6.45 y 6.46, debido a que en tensión son mucho mayores las componentes por altas frecuencias ($TH&IHDg_V_HF$) que por bajas frecuencias ($TH&IHDg_V_LF$). La tasa total $TH&IHDg_V_LF&HF$ de las primeras figuras no se diferencia mucho de la tasa $TIHDg_V_LF&HF$ de las segundas, a la que únicamente le faltan los armónicos para completar la primera de estas tasas (y éstos son mucho menores que el resto de componentes espectrales de tensión, incluso para el variador de Allen Bradley cuya tasa THD_V_LF es algo mayor). Por ello, comparando las tasas de estos tres pares de figuras, la única diferencia sustancial es entre el primero de los parámetros o tasas mostradas ($TH&IHDg_V_LF$ de las figuras 6.50, 6.51 y 6.52 frente a $TIHDg_V_LF$ de las figuras 6.44, 6.45 y 6.46).

Luego la distorsión total $TH&IHDg_V_LF&HF$ de tensión, es algo mayor con baja carga y tiende a disminuir con la frecuencia de salida, manteniéndose a partir de 50 Hz, debido a que así se comporta su componente predominante $TH&IHDg_V_HF$ por altas frecuencias. Si se quiere observar correctamente el comportamiento en la zona de bajas frecuencias es mejor hacerlo con las tasas específicas correspondientes (figuras 6.38, 6.39 y 6.40).

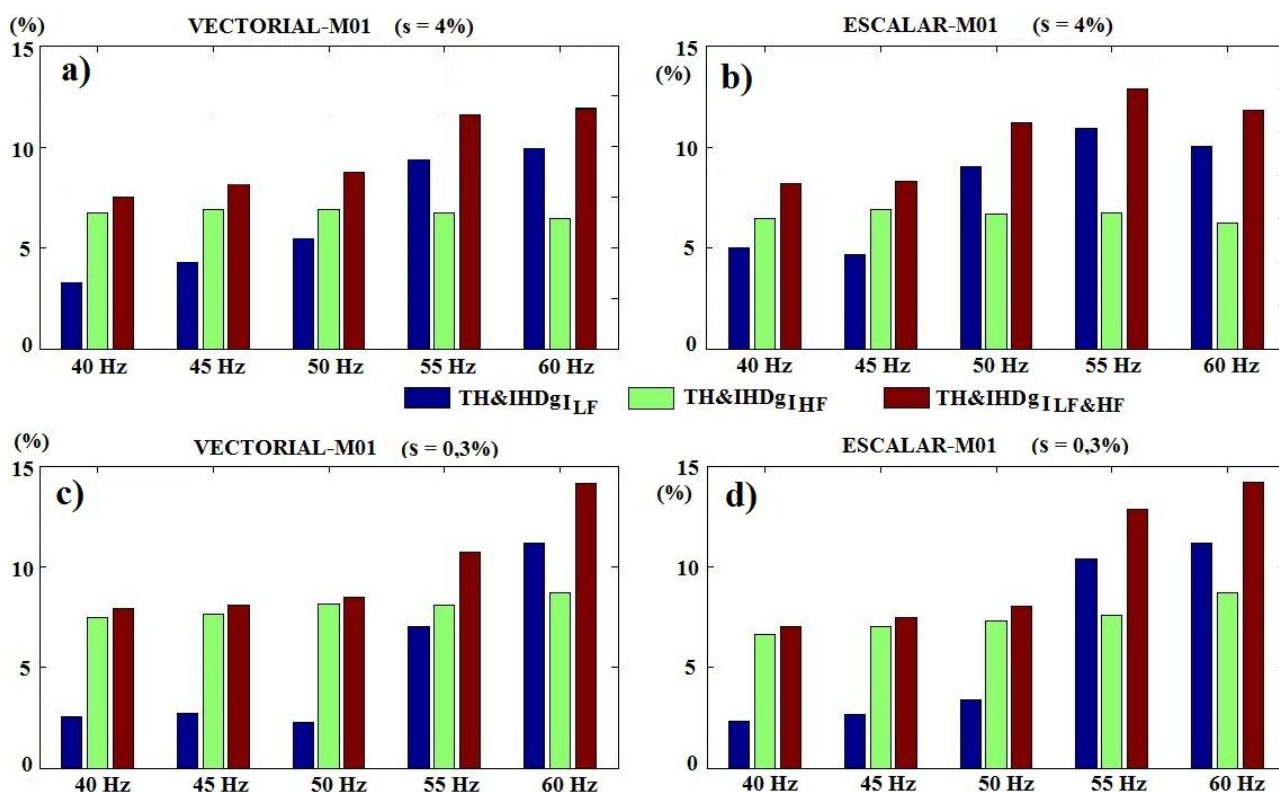


Figura 6.47 Relaciones entre las tasas de intensidad $TH&IHDg_{I_{LF\&HF}}$, $TH&IHDg_{I_{LF}}$ y $TH&IHDg_{I_{HF}}$, en el variador de Allen-Bradley, al cambiar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control (vectorial (a) y (c), y escalar (b) y (d)).

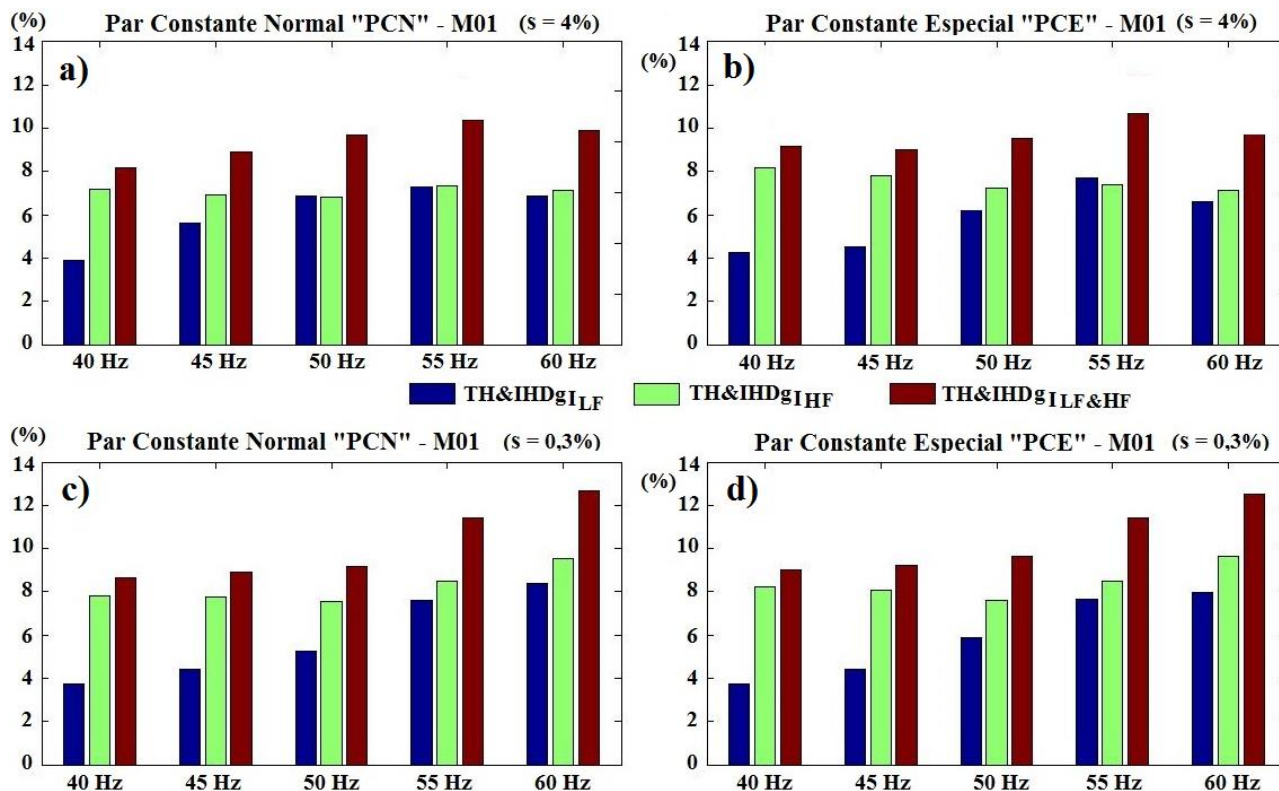


Figura 6.48 Relaciones entre las tasas de intensidad $TH&IHDg_{I_{LF\&HF}}$, $TH&IHDg_{I_{LF}}$ y $TH&IHDg_{I_{HF}}$, en el variador Altivar, al variar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control en par constante (PCN (a) y (c), y PCE (b) y (d)).

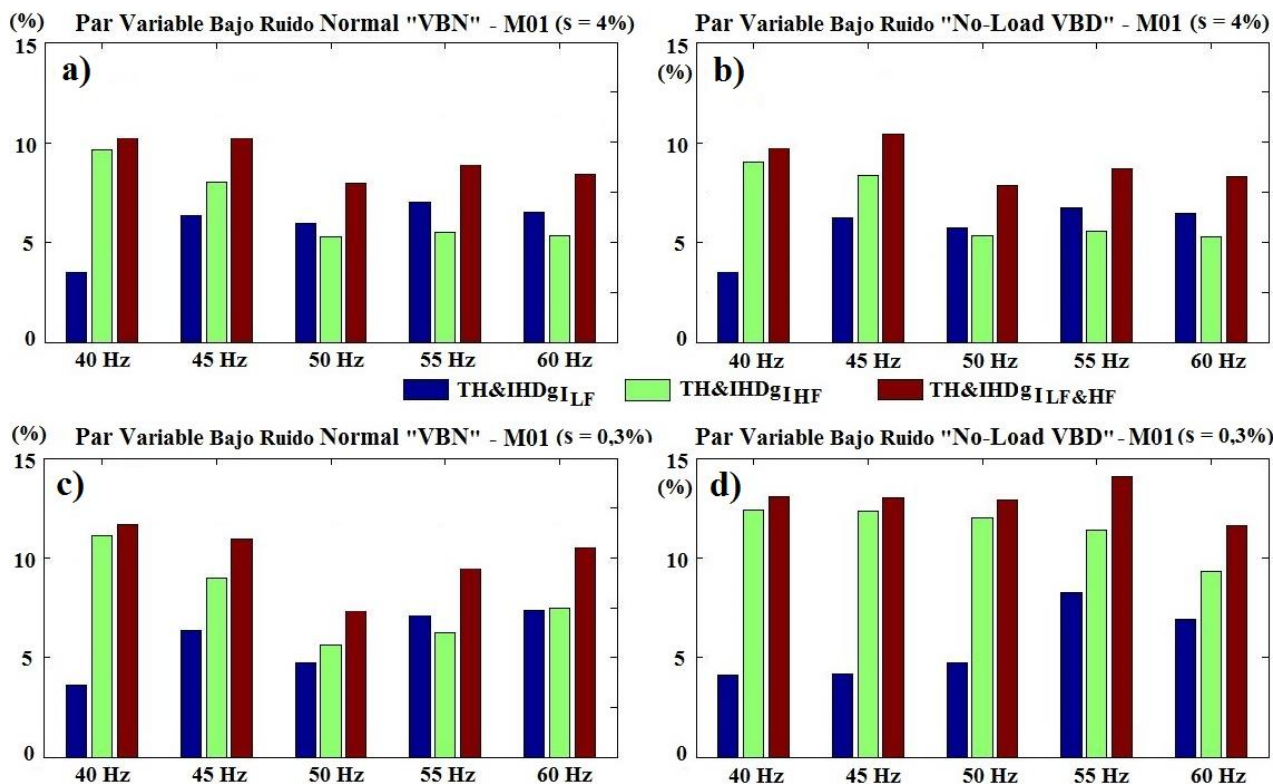


Figura 6.49 Relaciones entre las tasas de intensidad $TH&IHDg_{I_LF&HF}$, $TH&IHDg_{I_LF}$ y $TH&IHDg_{I_HF}$, en el variador Altivar, al variar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control en par variable (VBN (a) y (c), y VBD (b) y (d)).

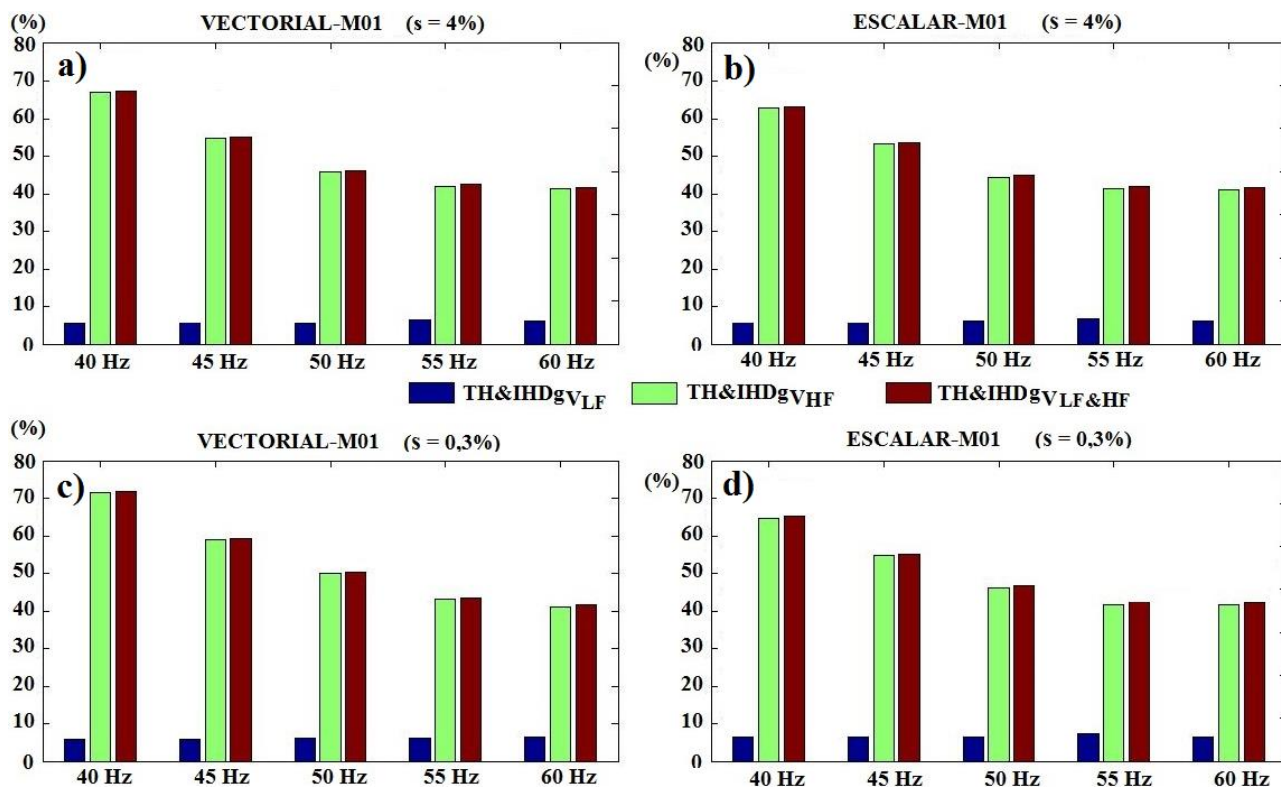


Figura 6.50 Relaciones entre las tasas de tensión $TH&IHDg_{V_LF&HF}$, $TH&IHDg_{V_LF}$ y $TH&IHDg_{V_HF}$, en el variador de Allen-Bradley, al cambiar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control (vectorial (a) y (c), y escalar (b) y (d)).

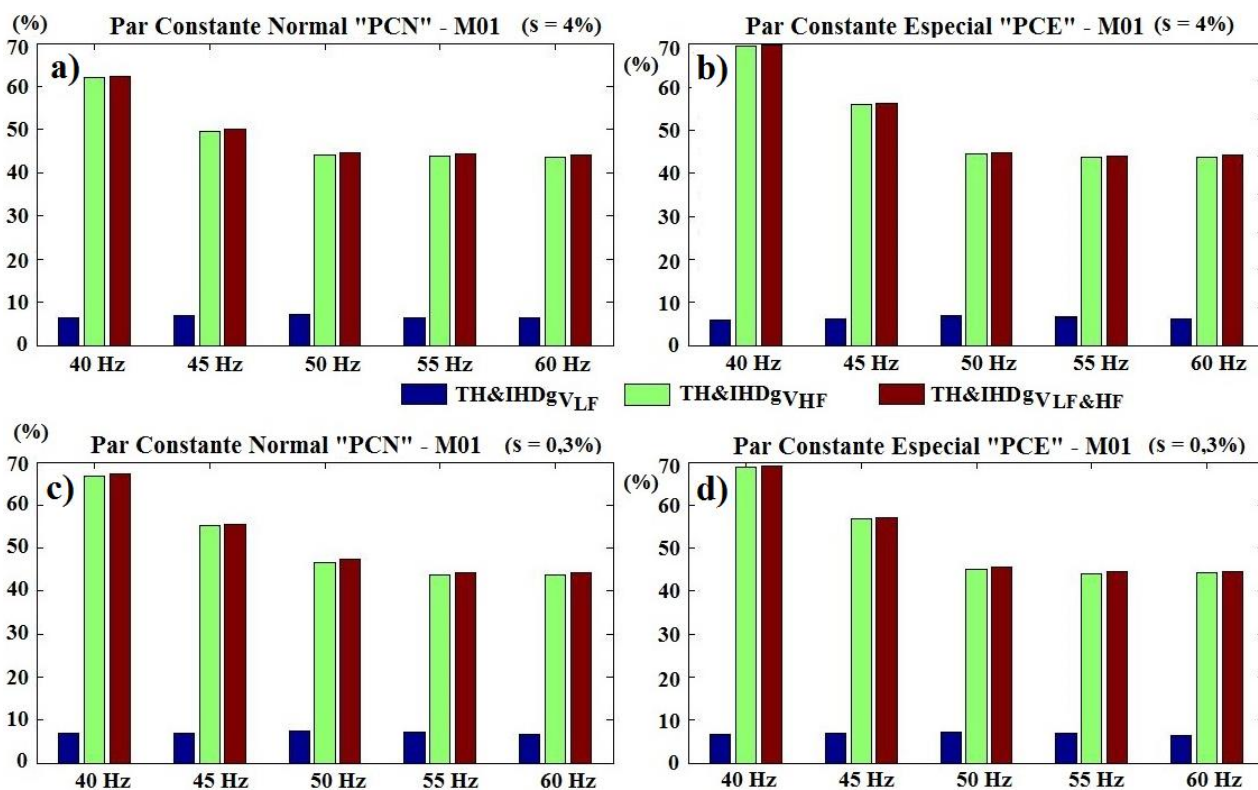


Figura 6.51 Relaciones entre las tasas de tensión $TH&IHDg_V_LF&HF$, $TH&IHDg_V_LF$ y $TH&IHDg_V_HF$, en el variador Altivar, al variar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control en par constante (PCN (a) y (c), y PCE (b) y (d)).

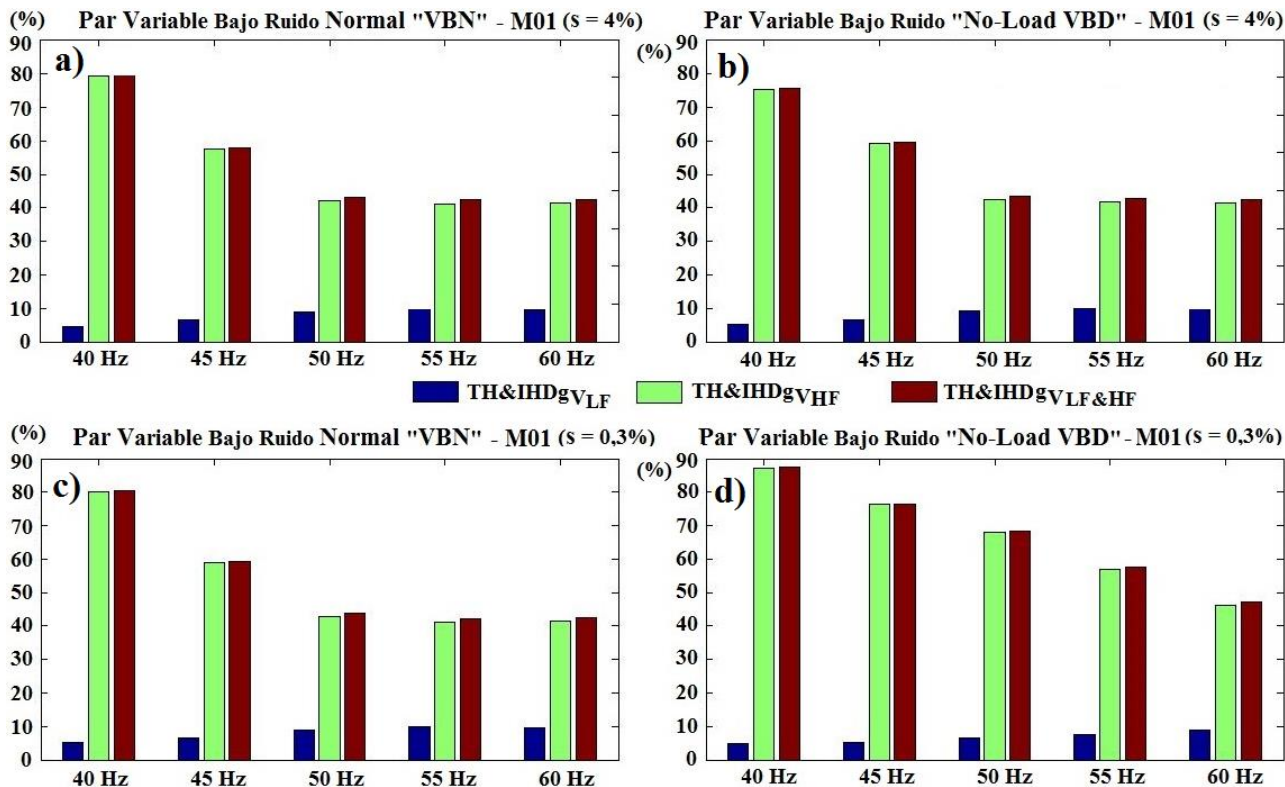


Figura 6.52 Relaciones entre las tasas de tensión $TH&IHDg_V_LF&HF$, $TH&IHDg_V_LF$ y $TH&IHDg_V_HF$, en el variador Altivar, al variar f_1 , la carga (nominal (a) y (b) y con baja carga (c) y (d)) y el modo de control en par variable (VBN (a) y (c), y VBD (b) y (d)).

6.3.5.- Comparativa entre las tasas obtenidas para las distintas fuentes de alimentación.

En este apartado se desarrolla la comparación final de todos los ensayos, tanto para corriente y voltaje como para alta y baja carga, utilizando para este fin los valores de las tasas de distorsión más representativas de todos los variadores y modos de control (empleando la frecuencia de conmutación de 4 kHz como referencia común a todos ellos, excepto para los modos de bajo ruido del Altivar que tienen una modulación tipo *random* centrada en unos 10 kHz), incluidas también las tasas obtenidas para alimentación desde red eléctrica (la cual podrá observarse siempre en todas las figuras en la posición de 50 Hz de frecuencia de salida).

Al igual que en otros apartados, los valores indicados en todas las gráficas están expresados en porcentaje respecto al armónico fundamental por lo que, en realidad, para un mismo porcentaje, el valor total absoluto real sería mayor para 50 Hz que para, por ejemplo, 40 Hz; ya que la amplitud del fundamental sería mayor para la primera de estas frecuencias de salida dado el control V/Hz constante usado en todos los modos de los variadores. Se exponen los resultados obtenidos usando el motor con barra rota *MOI*, salvo en las dos últimas gráficas.

La tasa de distorsión de intensidad debida a sólo armónicos de la parte de baja frecuencia *THD_I_LF* presenta en todos los variadores la tendencia a aumentar al alcanzar la frecuencia de salida nominal de 50 Hz, especialmente con alta carga, y aumenta más fuertemente por encima de esta frecuencia en los modos escalar y vectorial del variador de Allen Bradley (figura 6.53). Así pues, los mayores valores se obtienen para 60 Hz y baja carga en los modos escalar y vectorial de este variador, muy superiores a los del resto de alimentaciones consideradas. La tasa para alimentación directa desde red se mantiene en valores medios-bajos (ver misma figura para 50 Hz) respecto a las mismas tasas de los variadores; para alta carga hay menor tasa de distorsión armónica de intensidad desde red que con variadores, y para baja carga los armónicos de baja frecuencia generados desde red son similares a los producidos con los variadores.

La tasa de distorsión armónica de tensión *THD_V_LF* (figura 6.54) muestra una ligera tendencia a aumentar por encima de 50 Hz para los modos escalar y vectorial (de nuevo, al igual que para la tasa de intensidad, en modo escalar el aumento es a veces mayor que en modo de control vectorial), mientras que para los modos del variador Altivar hay un aumento hasta llegar a 50 Hz y por encima de esta frecuencia vuelve disminuir esta tasa, a excepción del modo *VBD* en baja carga, que presenta en general un comportamiento más irregular respecto al resto de alimentaciones. El mayor valor de esta tasa se obtiene de nuevo para el variador de Allen Bradley con control escalar y una frecuencia de salida por encima de la nominal (55 Hz). Los valores para las tasas de tensión con red eléctrica son de nuevo menores con alta carga a las del resto de alimentaciones y similares para baja carga.

La tasa de distorsión de intensidad debida a sólo interarmónicos de la parte de baja frecuencia *TIHDg_I_LF* presenta en todos los variadores una tendencia a aumentar con la frecuencia fundamental, siendo más intensa esta tendencia a partir de los 50 Hz; aunque el variador de Altivar, en sus modos de par variable, tiene un comportamiento diferente, como ya se comentó anteriormente (figura 6.55). Esta tendencia a aumentar los interarmónicos de bajas frecuencias de intensidad es más visible con baja carga, presentando sin embargo sus valores máximos con alta carga, modo escalar, y sobre todo para 50 Hz y también para frecuencias superiores. La tasa alimentando directamente desde red es muy superior al resto,

para el caso de alta carga y bastante menor con baja carga. Ya se vio que, para medidas de intensidad con alta carga, las frecuencias debidas a excentricidad mixta enmascarar el resto de contenido interarmónico, especialmente en esa zona de bajas frecuencias. Este contenido haya sido mayor en el motor *M04* (motor sano, sin barras rotas) que en el motor *M01*.

La tasa de distorsión interarmónica de tensión $TIHDg_V_LF$ también aumenta con la frecuencia de salida para el variador Altivar, sobre todo para los modos en par variable que, con 60 Hz, presentan los valores máximos por interarmónicos de tensión de baja frecuencia (figura 6.56). En cambio, con el variador de Allen Bradley se obtienen valores inferiores (ya se observó en este variador que en bajas frecuencias eran mucho mayores los armónicos que los interarmónicos de tensión) y con tendencia a disminuir con la frecuencia del fundamental de salida. La tasa alimentando directamente desde red es siempre muy inferior al resto, creciendo levemente con alta carga.

Se observa pues que la alimentación desde red presenta los mínimos valores de tasas de distorsión por interarmónicos de tensión y de intensidad (sólo para baja carga en este último caso) y también el mayor valor por interarmónicos de intensidad (para alta carga). Los valores de distorsión por armónicos de baja frecuencia alimentando directamente desde red son, sin embargo, comparables a los obtenidos mediante variadores. Como los armónicos e interarmónicos medidos en la zona de altas frecuencias de la señal de red son muy inferiores al resto de casos, tanto para tensión como para intensidad con alta o baja carga, lo comentado anteriormente para bajas frecuencias resume las tasas de distorsión más significativas medidas para la señal de red.

La tasa de distorsión total por armónicos e interarmónicos en bajas frecuencias de intensidad, $TH&IHDg_I_LF$, presenta su mayor valor con el variador de Allen Bradley por encima de 50 Hz, sobre todo para 60 Hz y baja carga (con mayor aportación armónica que interarmónica en estos casos, tal como se aprecia si se comparan las figuras 6.53, 6.55 y 6.57, o directamente observando la figura 6.35), seguido por la alimentación desde red eléctrica y alta carga (debido principalmente a la gran componente de interarmónicos que aparecía en ese caso). Los menores valores se dan para baja carga y por debajo de la frecuencia nominal de salida de 50 Hz, especialmente para ambos modos del variador de Allen Bradley.

Para el variador de Allen Bradley, la tasa total de distorsión de tensión para bajas frecuencias $TH&IHDg_V_LF$ tiende a incrementarse suavemente con la frecuencia de salida, siguiendo así los valores de su componente principal THD_V_LF (figuras 6.58 y 6.38). En cambio, en el variador Altivar, esta tasa muestra pocos cambios con la frecuencia fundamental de salida para los modos en par constante, y un aumento hasta llegar a 50 Hz para estabilizarse después, en los modos en par variable. Esto último se debe a que se contrarrestan el aumento de los interarmónicos con la bajada de los armónicos, a partir de 50 Hz, tal como se observa en las figuras 6.54, 6.56 y 6.58, o directamente las figuras 6.39 y 6.40, salvo en el caso con baja carga y modo *VBD*, que se comporta de forma diferente al resto. Los mayores valores de esta tasa de distorsión se dan para frecuencias por encima de 50 Hz con los modos de par variable del Altivar, debido sobre todo a la alta componente interarmónica presente en estos casos (figura 6.56). Precisamente en esos mismos modos de funcionamiento se dan también los valores mínimos de esta tasa, pero para 40 Hz, seguidos muy de cerca por alimentación desde red, que pese a ser la que más interarmónicos de intensidad genera (con alta carga) es de las alimentaciones que menos distorsión total de tensión produce en bajas frecuencias (sobre todo por no presentar apenas interarmónicos de tensión).

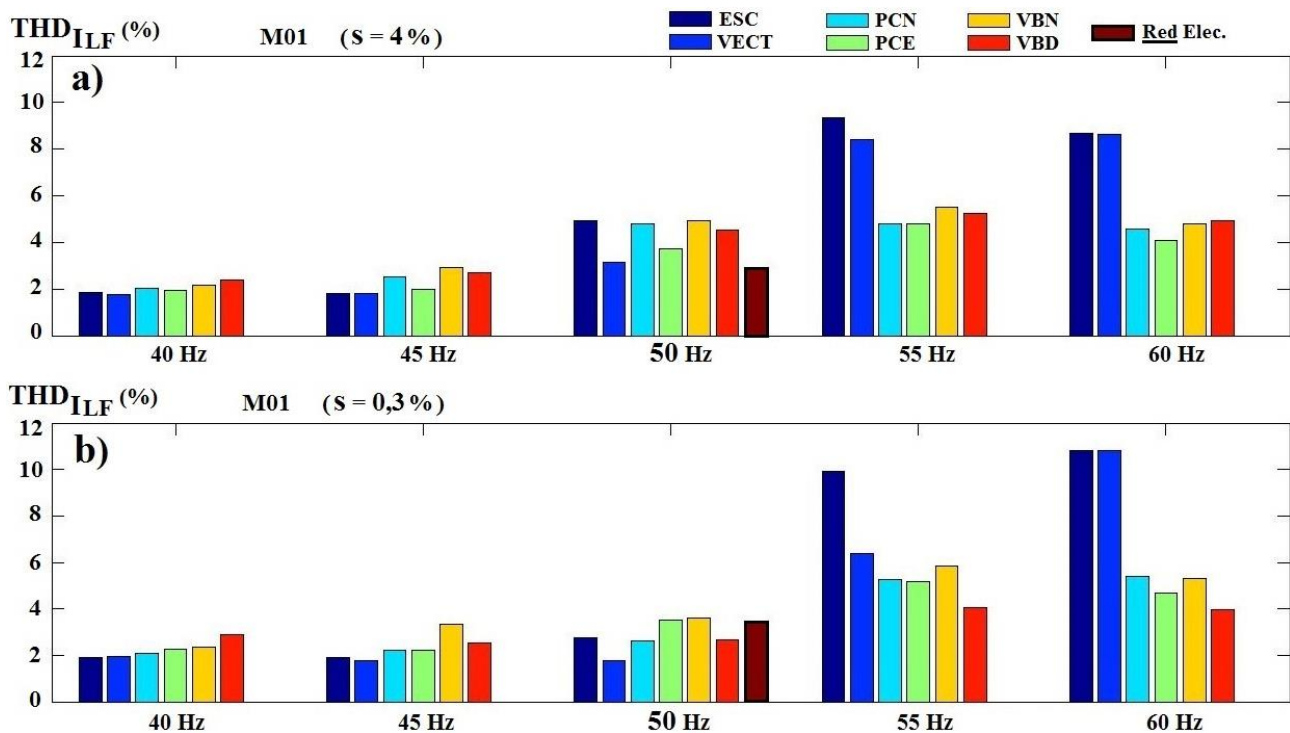


Figura 6.53 Tasa de distorsión armónica de intensidad $THD_{I_{LF}}$, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

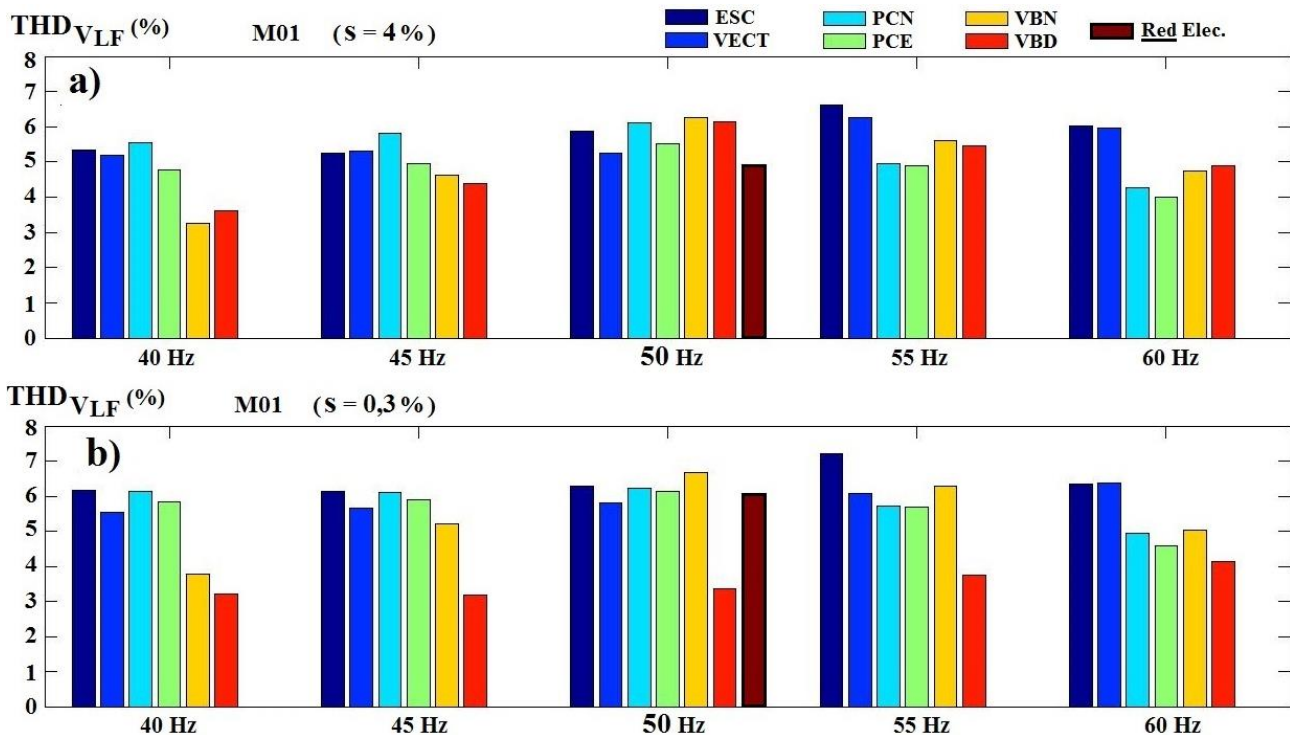


Figura 6.54 Tasa de distorsión armónica de tensión $THD_{V_{LF}}$, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

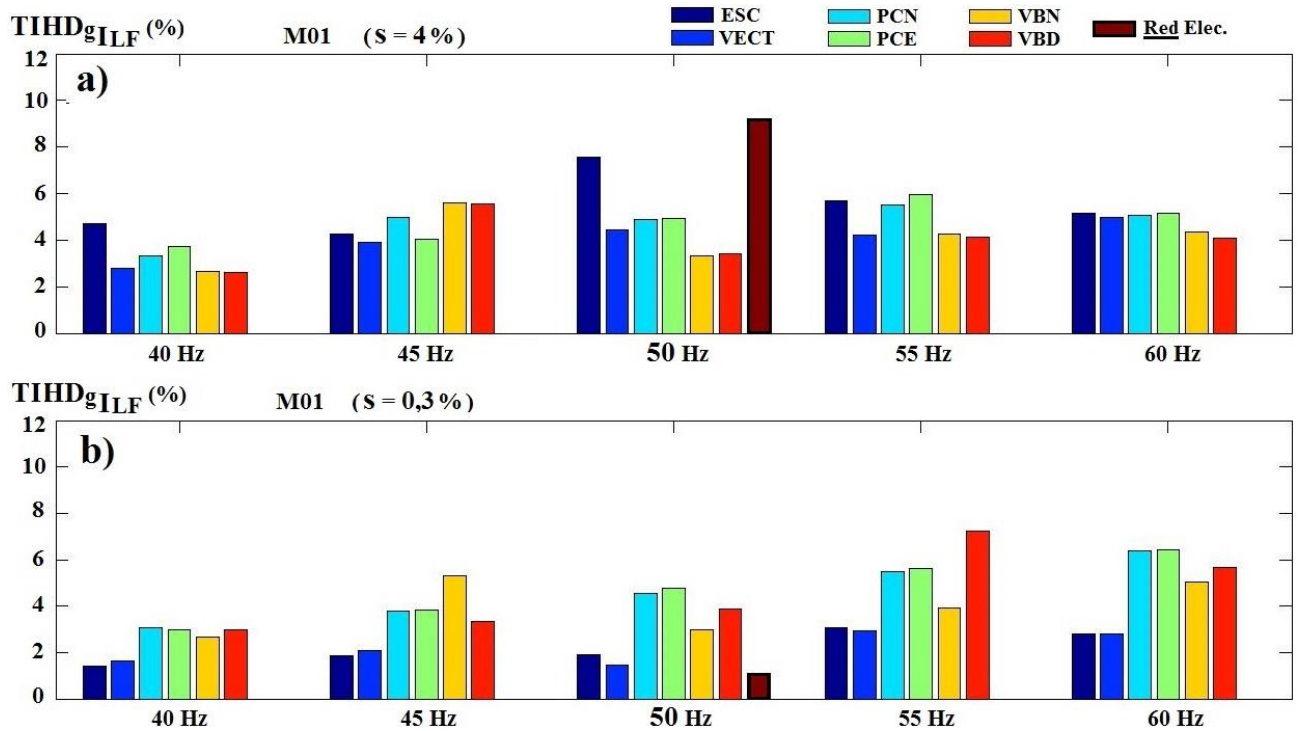


Figura 6.55 Tasa de distorsión interarmónica de intensidad $TIHDg_{I_{LF}}$, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

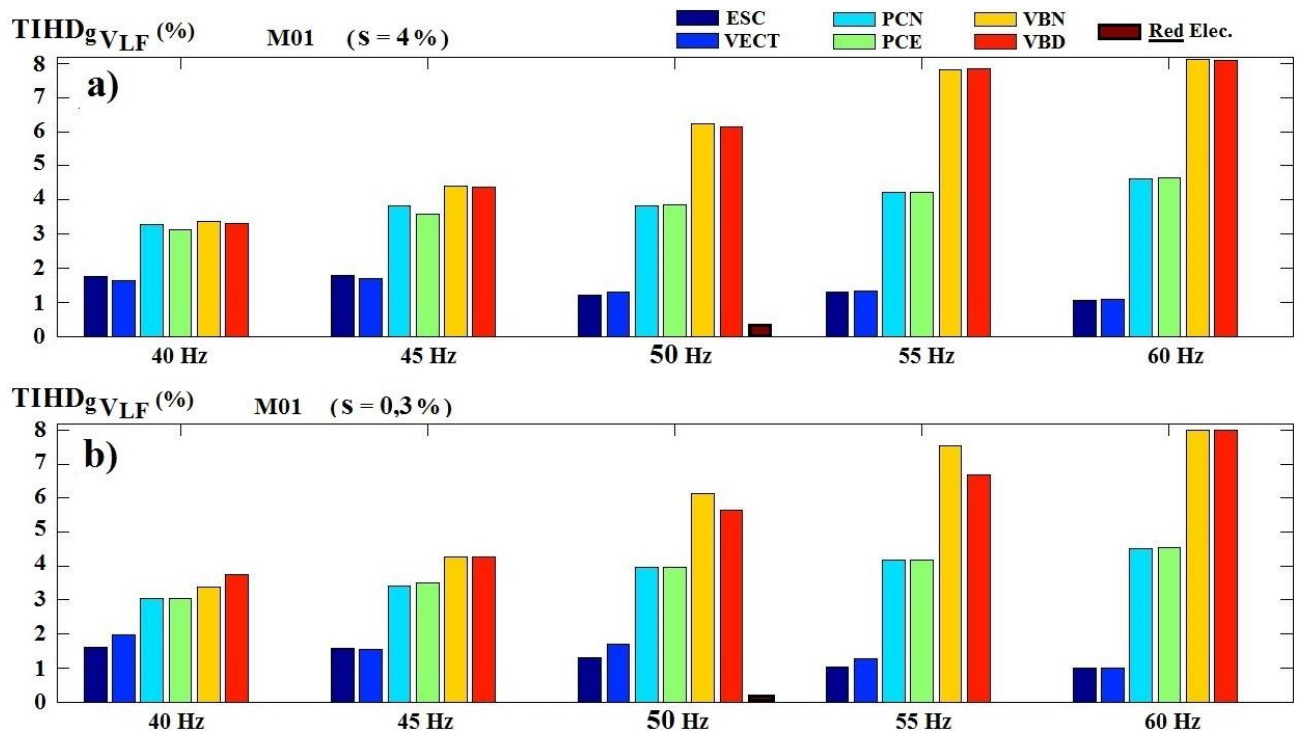


Figura 6.56 Tasa de distorsión interarmónica de tensión $TIHDg_{V_{LF}}$, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

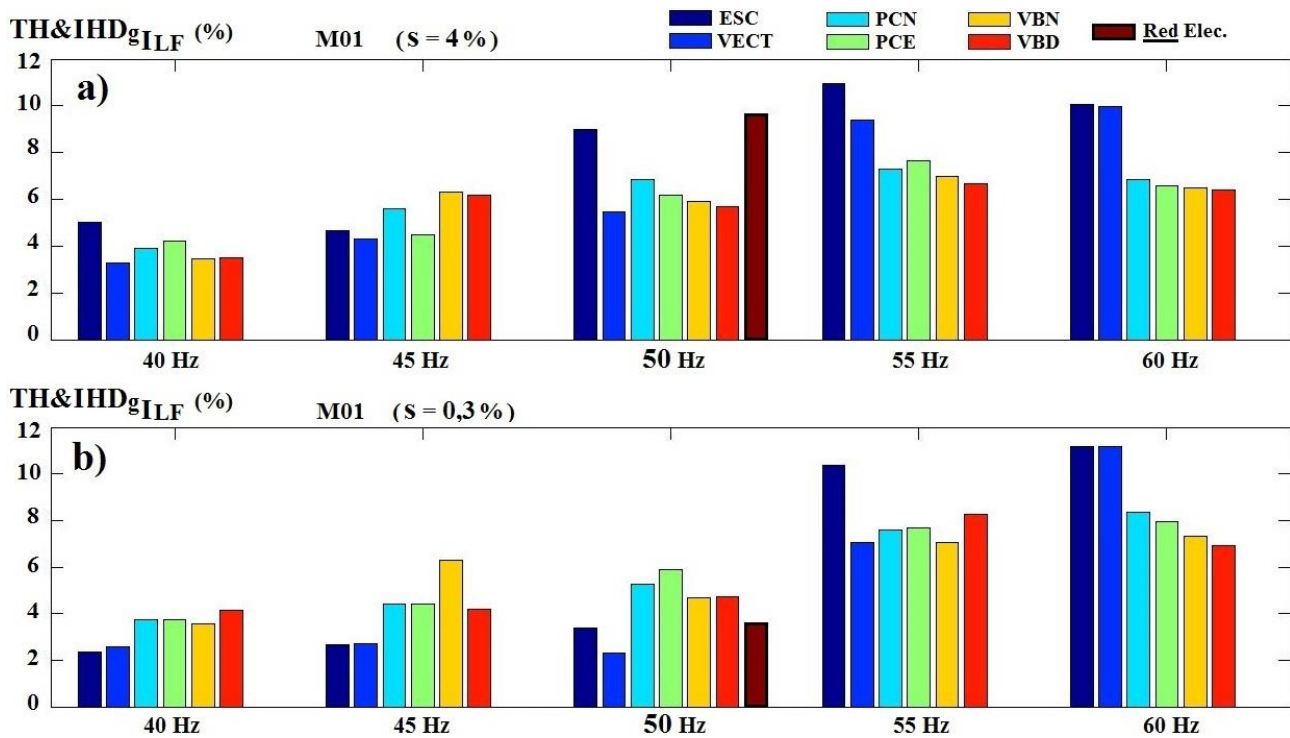


Figura 6.57 Tasa total de distorsión armónica e interarmónica para baja frecuencia de intensidad $TH&IHDg_{ILF}$, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

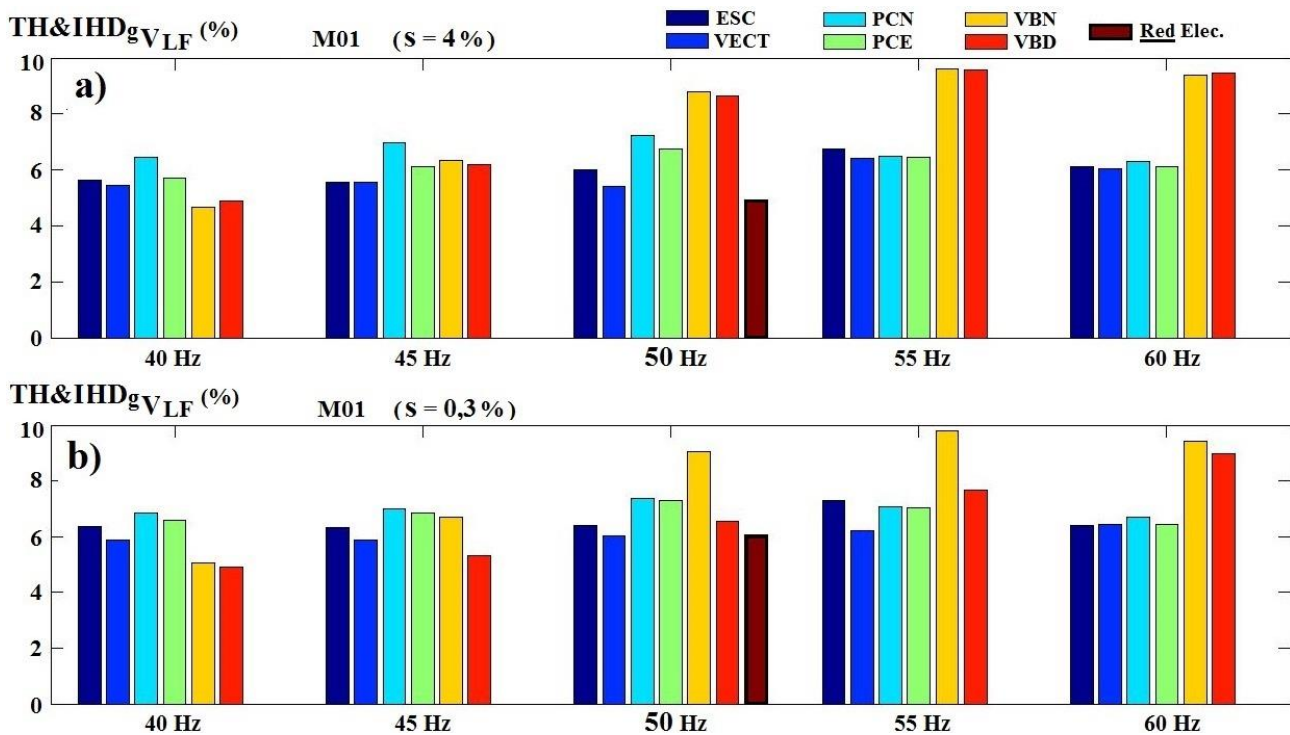


Figura 6.58 Tasa total de distorsión armónica e interarmónica para baja frecuencia de tensión $TH&IHDg_{V_LF}$, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

Tal como se vio en el apartado anterior, en el caso de los interarmónicos de intensidad es mayor la componente debida a altas frecuencias ($TH&IHDg_I_HF$) que a bajas frecuencias ($TIHDg_I_LF$) para la mayor parte de los casos estudiados (véase figuras 6.55 y 6.59). Además hay una tendencia a incrementarse ligeramente la tasa por altas frecuencias al aumentar la frecuencia fundamental para baja carga, aunque en los modos de par variable del Altivar el comportamiento es el opuesto, además de presentar mayor amplitud que el resto de variadores-modos, sobre todo para baja carga (figura 6.59). Así pues, el máximo valor de esta tasa $TH&IHDg_I_HF$ se da para 40-45 Hz y baja carga con el modo VBD en par variable del Altivar, siendo el mínimo para cualquiera de los modos en par variable y frecuencias de 50 Hz o más hertzios del mismo variador a plena carga, a excepción de la alimentación directa desde red, que era la que tenía mucha menor aportación armónica de altas frecuencias.

Como ya se observó anteriormente, en la zona de altas frecuencias se dan las mayores componentes interarmónicas de tensión, siendo siempre mucho mayor la tasa $TH&IHDg_V_HF$ que el resto de tasas parciales de tensión, y resultando por ello similar y ligeramente inferior a la tasa total $TH&IHDg_V_LF&HF$, para todos los variadores estudiados (ver figura 6.60 y también las figuras 6.44, 6.45 y 6.46 del apartado anterior). Estas tasas que miden componentes interarmónicas de tensión para altas frecuencias son muy superiores en valores porcentuales al resto de tasas tanto de tensión como de intensidad, con valores mayores en muchos casos al 60% del armónico fundamental. Existe una tendencia, en todos los variadores, a disminuir estos contenidos interarmónicos de alta frecuencia conforme aumenta la frecuencia fundamental, sobre todo entre 40 y 50 Hz, estabilizándose después sus valores (como se pudo apreciar al estudiar los espectros detallados de cada variador en su zona de altas frecuencias) hasta llegar a aproximadamente un 40% en todos los casos estudiados, excepto en el modo VBD con baja carga del variador Altivar, que siempre muestra irregularidades respecto al resto de casos, pero incluso esta vez también tienden a reducirse $TH&IHDg_V_HF$ y $TIHDg_V_LF&HF$ al incrementar la frecuencia fundamental. Los casos con mayor contenido interarmónico de alta frecuencia se dan pues para valores bajos de carga y de frecuencia fundamental, y, dentro de todos los variadores, en el Altivar en el modo VBD de par variable. El menor contenido de alta frecuencia lo tiene por supuesto la alimentación desde red, y, con los variadores con frecuencias fundamentales de salida iguales o superiores a la nominal de 50 Hz se minimiza este contenido interarmónico, algo más con alta carga, al contrario que el contenido interarmónico de tensión en bajas frecuencias, que aumentaba con la frecuencia de salida, como vimos en la figura 6.56.

Las variaciones de la tasa total de armónicos e interarmónicos de intensidad para toda la gama de frecuencias ($TH&IHDg_I_LF&HF$) se deben sobre todo a la componente de bajas frecuencias ($TH&IHDg_I_LF$) ya que la de altas es más constante, especialmente para el caso de alimentación desde red en el que la mayor aportación es por bajas frecuencias (ver figuras 6.57, 6.59 y 6.61). Por ello, la tasa total $TH&IHDg_I_LF&HF$ se incrementa con la frecuencia de salida f_1 , siguiendo con ello las variaciones de la componente de sólo bajas frecuencias. Esto último no es cierto para el Altivar en modos de par variable, con un comportamiento, una vez más, diferente: la tasa por altas frecuencias $TH&IHDg_I_HF$ disminuye, y a veces mucho, con f_1 , y la tasa por bajas frecuencias tiende en cambio a crecer, pero de una forma más irregular, debido seguramente a su más impredecible componente interarmónica, ver figura 6.55. Esto da lugar a que la tasa total $TH&IHDg_I_LF&HF$ del Altivar en modos de par variable evolucione de forma diferente al resto de fuentes de alimentación. El menor valor de la tasa total $TH&IHDg_I_LF&HF$ se da de nuevo para alimentación desde red y baja carga. A plena carga en cambio la tasa total desde red eléctrica adopta valores intermedios, debido sin duda a la aportación armónica de la zona de bajas

frecuencias, seguida de alimentación mediante variador Altivar con modos en par variable en torno a los 50 Hz y alta carga; pero en cambio con baja carga el modo en par variable *VBD* presenta los mayores valores de tasas totales de distorsión, junto con ambos modos del variador de Allen Bradley también con baja carga y 60 Hz (figura 6.61). En general, las mayores tasas totales de distorsión de intensidad se dan para frecuencias fundamentales de salida por encima de la nominal de 50 Hz, especialmente para 60 Hz con baja carga.

Ya se vio en el anterior apartado que la distorsión total armónica e interarmónica de tensión para toda la gama de frecuencias (*TH&IHDg_V_LF&HF*) es algo mayor con baja carga y tiende a disminuir con la frecuencia de salida, manteniéndose a partir de 50 Hz (véase figura 6.62), ya que así se comporta su componente principal debida a altas frecuencias (*TH&IHDg_V_HF*), puesto que en tensión predominan las componentes armónicas de altas frente a las de bajas frecuencias. La menor tasa total de distorsión de tensión es, con diferencia, la de alimentación directa desde red eléctrica, seguida, ya con mucho más valor, por cualquier otra alimentación para frecuencias de salida superiores a la nominal (a excepción, cómo no, del modo *VBD* con baja carga). Las mayores tasas totales de distorsión de tensión se obtienen para bajas frecuencias de salida y sobre todo con los modos de par variable del Altivar.

Hay que recordar, además, que con el variador de Altivar en los modos de par variable y bajo ruido, se mide parte del primer subgrupo de interarmónicos (provocados por la modulación aleatoria) alrededor de 2 kHz mezclado con los armónicos (e interarmónicos) bajos, sobre todo cuando, al aumentar el fundamental también aumenta el límite $40 \cdot f_1$ que diferencia las tasas *LF* de las *HF*. Esto provoca que la *TIHD_y_LF* (sobre todo de tensión) aumente más a partir de 50 Hz, ya que abarca gran parte de este primer subgrupo alrededor de 2 kHz (con 40 Hz se miden tasas *LF* hasta 1600 Hz, con 60 Hz ya se alcanzan hasta los 2400 Hz). En altas frecuencias, a tasas como la *TH&IHD_y_HF* les ocurre lo contrario: cuanto mayor es el fundamental, menor rango de frecuencias abarcan; además de irse atenuando el valor conjunto de todos los interarmónicos de esta amplia zona a medida que aumenta la frecuencia fundamental hasta los 50 Hz inclusive, a partir de este valor las tasas *TH&IHD_y_HF* no varían demasiado.

Se van a utilizar, para finalizar este apartado, otro par de tasas, definidas ambas en la literatura y que ya se expusieron en el capítulo 5.3, que pueden aportar alguna información adicional a esta caracterización armónica de las fuentes de alimentación ensayadas en esta tesis: la tasa de distorsión armónica ponderada *weighted* para baja frecuencia *WTHD_V_LF* y el índice de distorsión de forma de onda Fundamental Factor (*F.F.*).

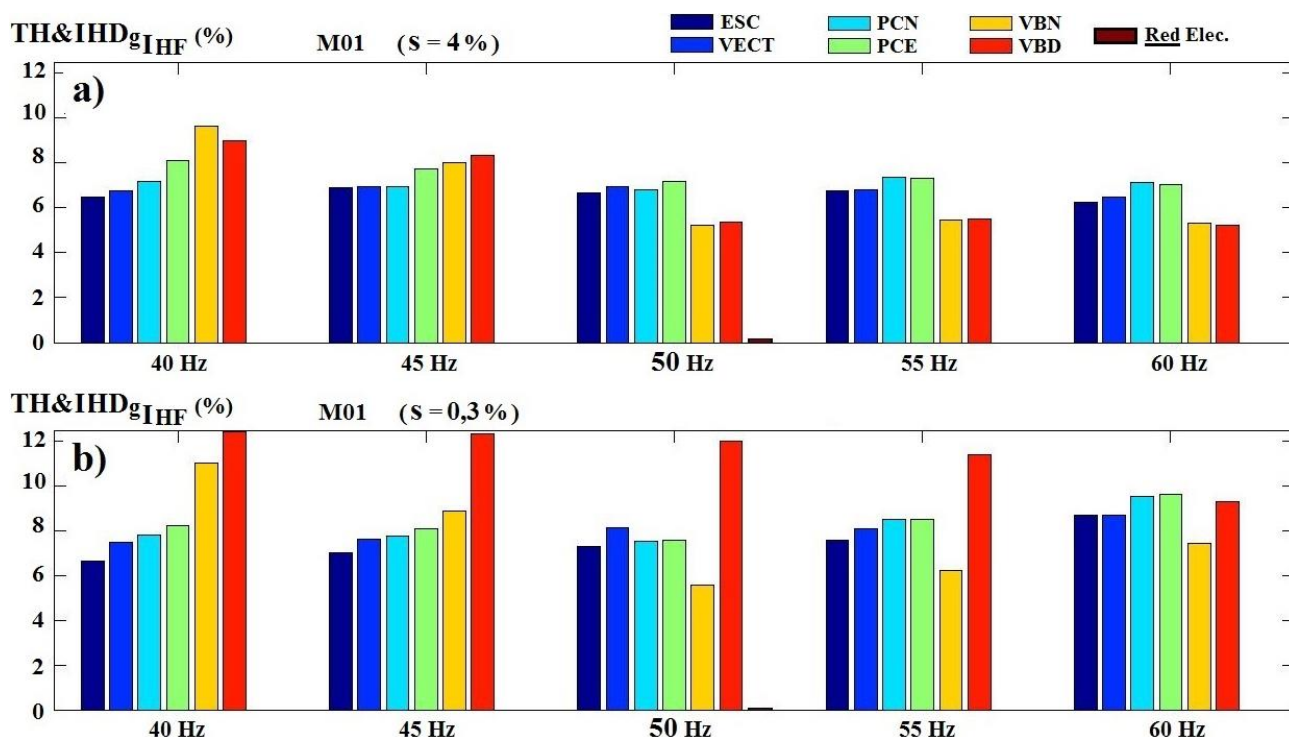


Figura 6.59 Tasa total de distorsión armónica e interarmónica para alta frecuencia de intensidad $TH&IHDg_{IHF}$, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

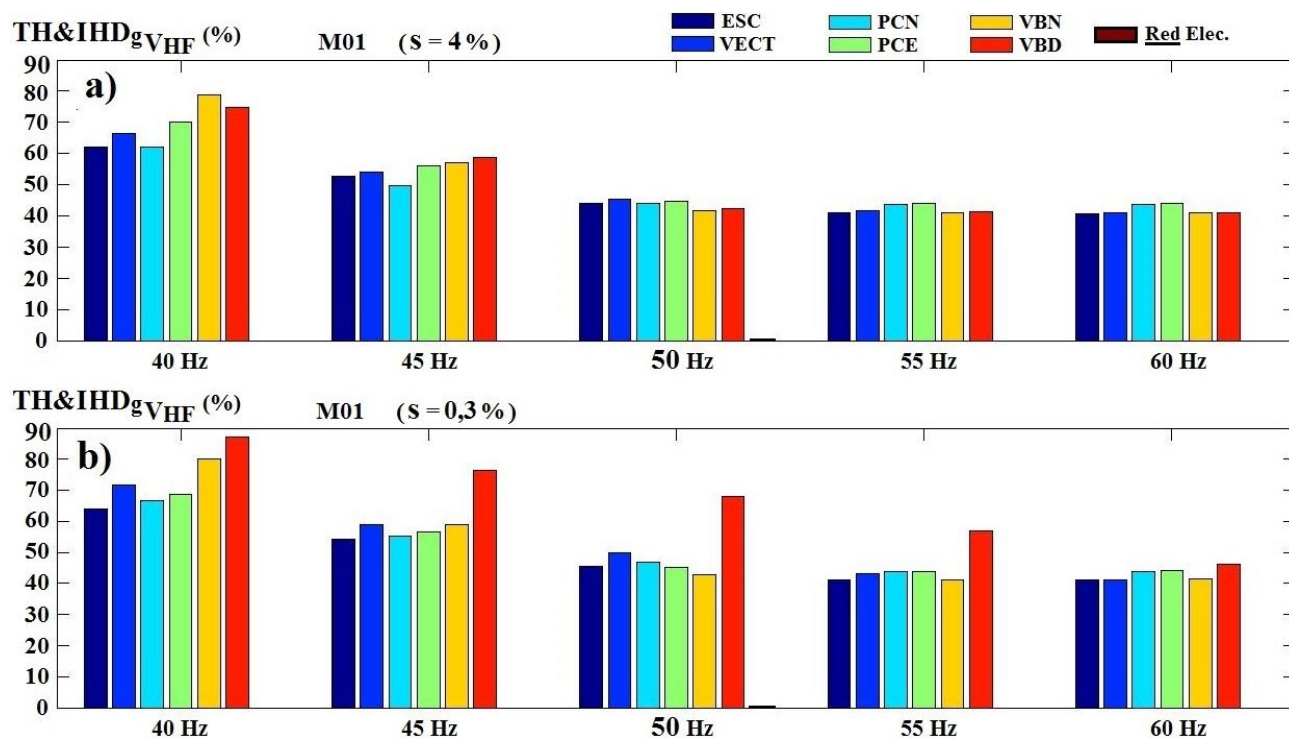


Figura 6.60 Tasa total de distorsión armónica e interarmónica para alta frecuencia de tensión $TH&IHDg_{VHF}$, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

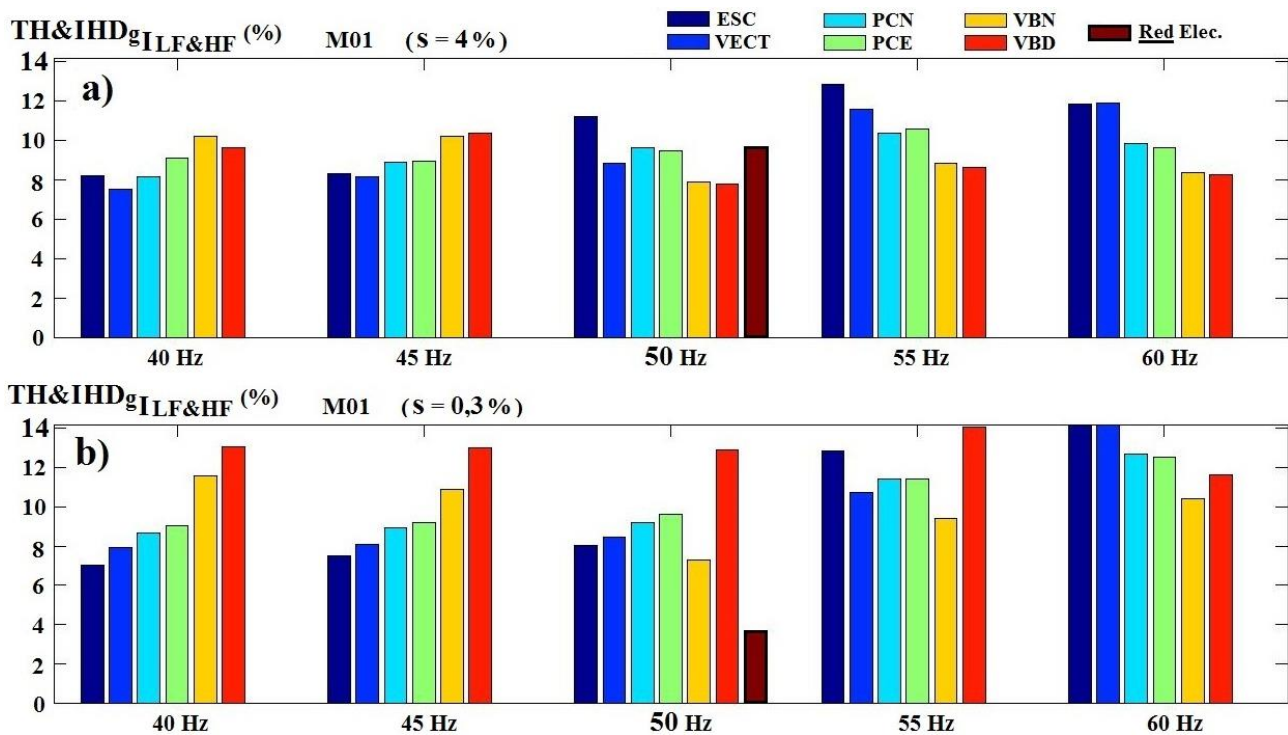


Figura 6.61 Tasa total de distorsión armónica e interarmónica para bajas y altas frecuencias de intensidad $TH&IHDg_{I_{LF\&HF}}$, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

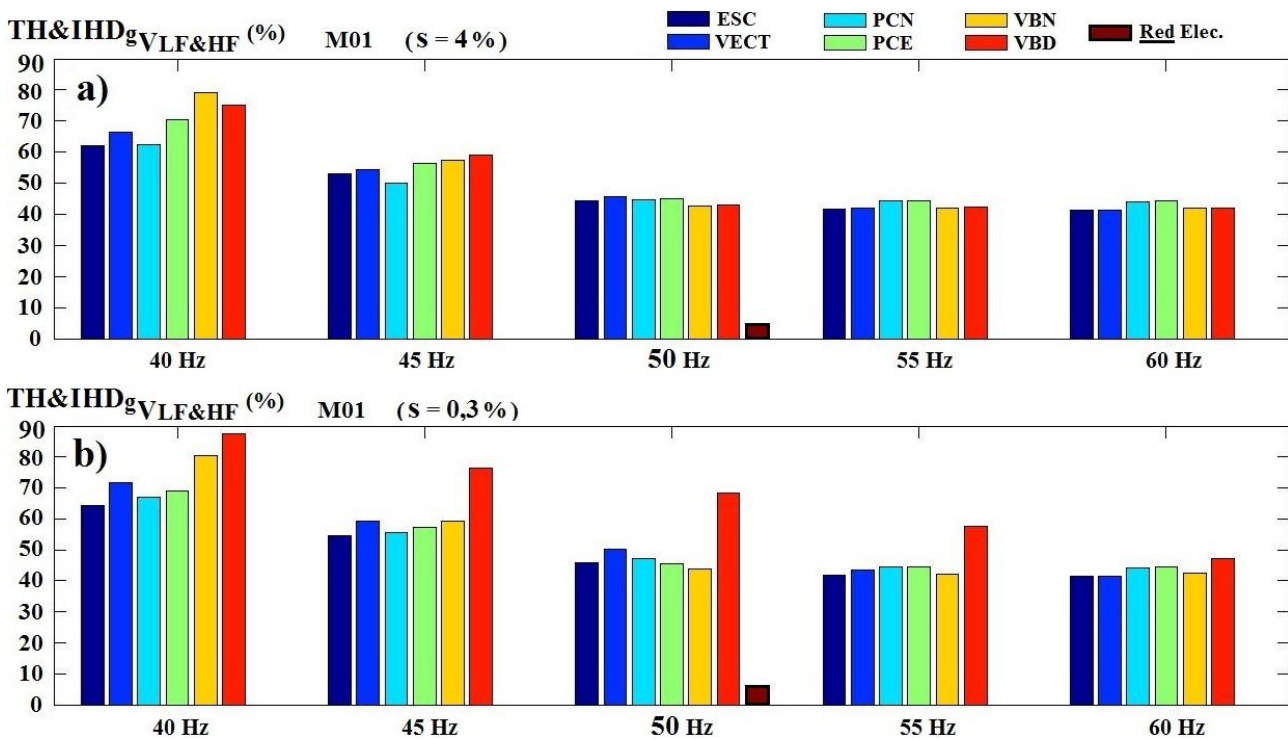


Figura 6.62 Tasa total de distorsión armónica e interarmónica para bajas y altas frecuencias de tensión $TH&IHDg_{V_{LF\&HF}}$, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

La figura 6.63 muestra los valores obtenidos de la tasa de distorsión armónica ponderada $WTHD_{V_LF}$ para todas las fuentes de alimentación ensayadas. Esta tasa se obtiene de forma parecida a la de distorsión armónica THD_{y_LF} , pero dividiendo cada armónico entre su orden o número de veces que es múltiplo del fundamental, por lo que penaliza o reduce los armónicos más altos de tensión, tal como ocurriría si se midieran los de intensidad con una carga inductiva pura (sólo se ha considerado la tasa $WTHD$ para frecuencias bajas, teniendo en cuenta que para estas frecuencias es suficiente con emplear la definición del capítulo 5). Si se comparan por tanto las figuras 6.54 y 6.63 se puede observar que presentan una forma similar, con una reducción de valores más o menos constante para todos los casos analizados con la tasa $WTHD$ respecto a los mismos de la tasa THD . Usando como referencia los valores para alimentación desde red, la tasa $WTHD$ es algo más de tres veces menor que la THD . Sin embargo, puede apreciarse una ligera mayor reducción para frecuencias por encima de 50 Hz y más aún con alta carga, indicando que en esos casos ha aumentado la proporción de armónicos altos frente a bajos, dentro siempre de esta zona de bajas frecuencias.

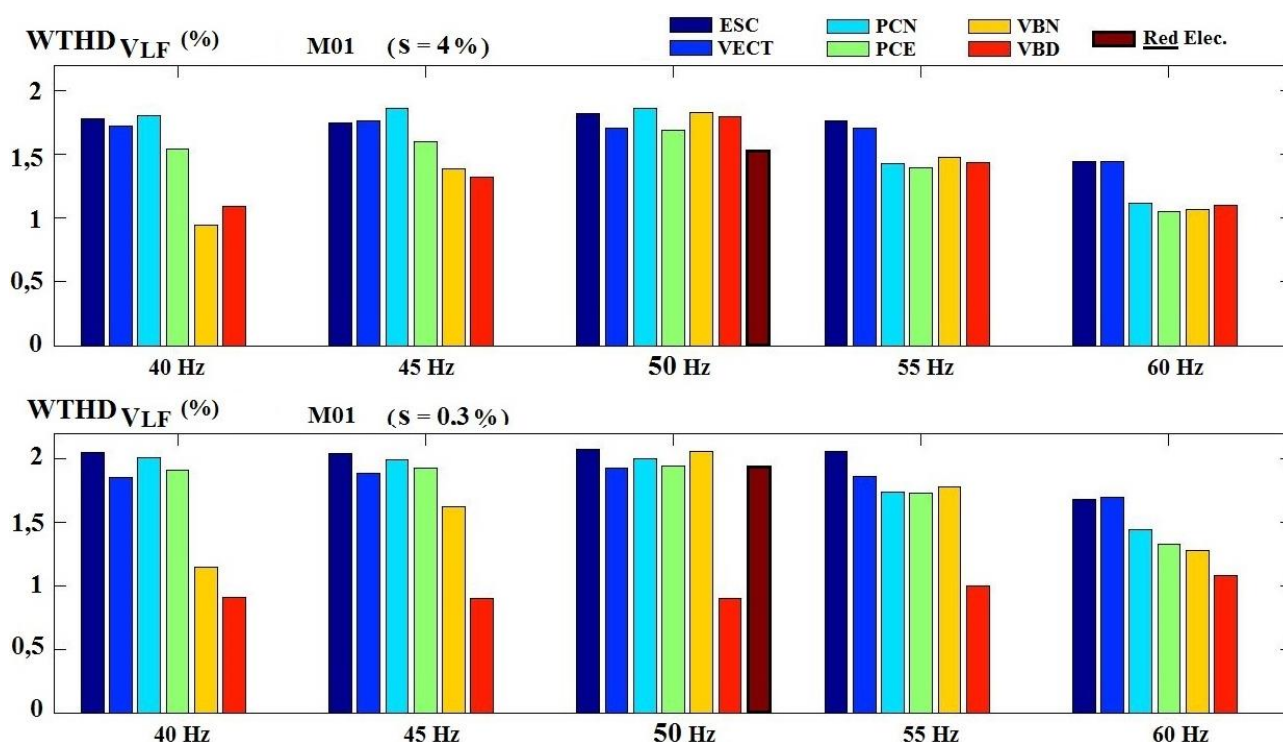


Figura 6.63 Tasa de distorsión armónica ponderada *weighted* para baja frecuencia de tensión $WTHD_{V_LF}$, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

El índice de distorsión de forma de onda llamado *Fundamental Factor* ($F.F.$) de intensidad del variador Altivar, en cualquiera de sus modos de funcionamiento, supera el valor del 99% en todos los ensayos con alta carga y motor $M04$ sano; mientras que el Allen-Bradley presenta menores valores en los mismos casos, indicando así el mayor contenido armónico total de la señal en relación al fundamental en el caso de este último variador (véase la figura 6.64). Sin embargo, con motor roto $M01$ y/o baja carga, ambos variadores presentan valores por encima del 99%, para el caso de la intensidad. También alimentando desde red se supera este valor.

En el caso de la tensión, el $F.F.$ empeora bastante, reduciendo su valor respecto a la intensidad, dado el mayor contenido armónico de las señales de tensión de los variadores ensayados, no siendo así con la señal de red. En todos los variadores este factor se incrementa

con la frecuencia fundamental, hasta alcanzar la nominal de 50 Hz, y por encima de este valor se estabiliza, tal como se aprecia en la figura 6.65. También se observa en esa figura que con la carga aumenta el valor del *F.F.* de tensión, sobre todo para frecuencias inferiores a 50 Hz.

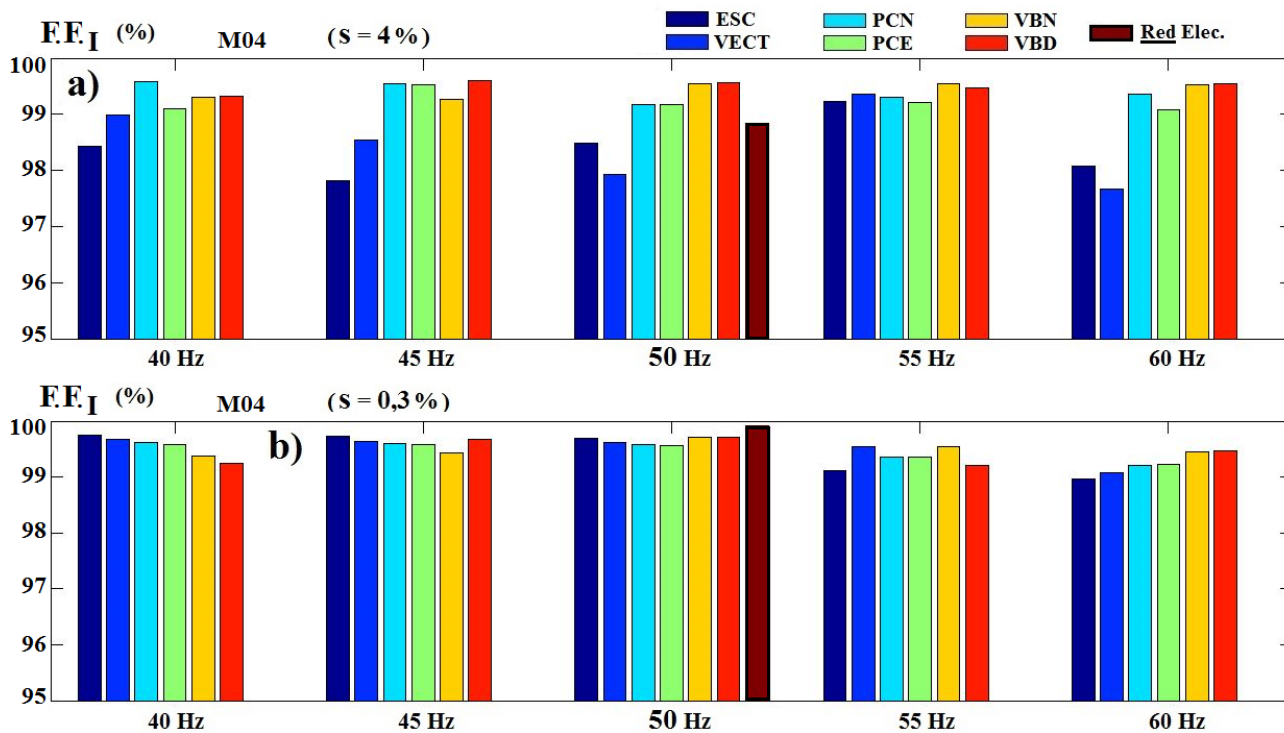


Figura 6.64 Índice de distorsión de forma de onda Fundamental Factor (*F.F.*) de la intensidad, en el motor sano M04, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)).

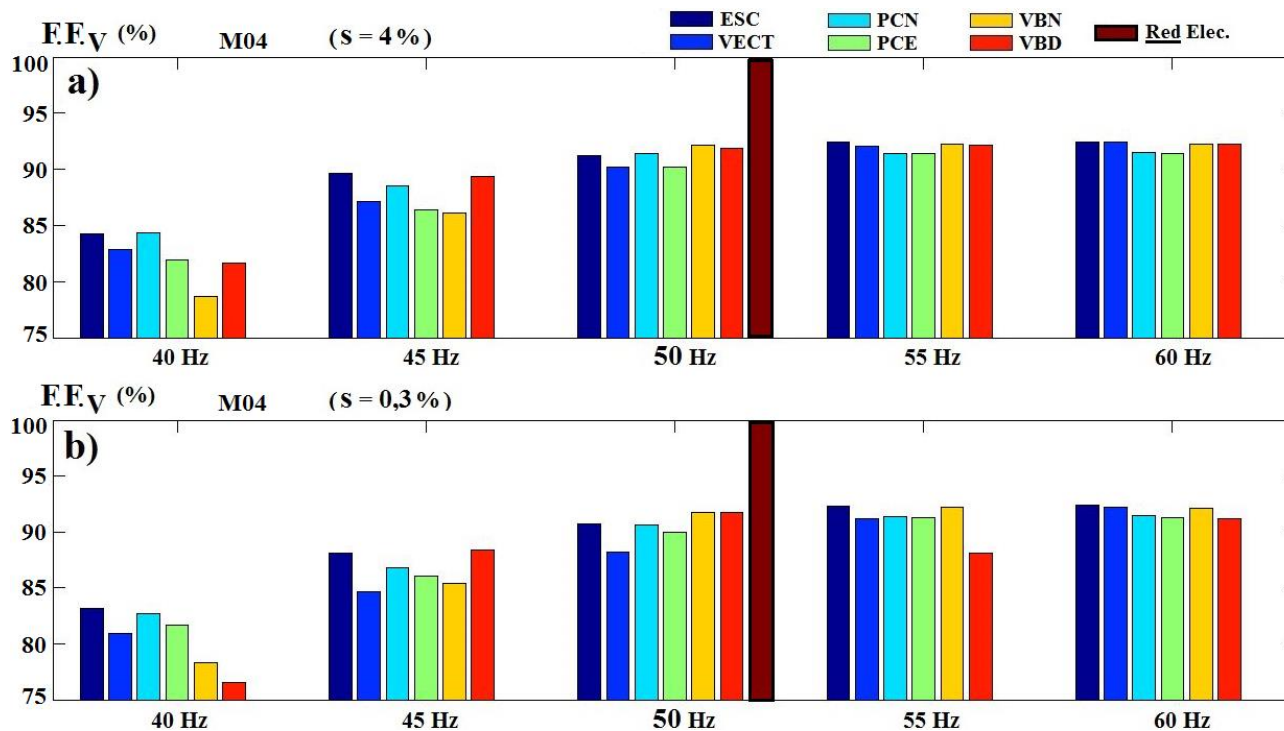


Figura 6.65 Índice de distorsión de forma de onda Fundamental Factor (*F.F.*) de la tensión, en el motor sano M04, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)).

6.3.6.- Diferencias entre los ensayos con motores sano y roto y su posible influencia en la detección de fallos en el motor.

Tras una etapa de caracterización de las diferentes fuentes, variadores de frecuencia y red eléctrica, que han alimentado los motores de inducción, usando las metodologías y diferentes tasas y agrupaciones basadas en la normativa ya expuestas en capítulos anteriores, queda ver si las diferencias entre los valores obtenidos para cada motor pueden servir para identificarlos y saber detectar un posible fallo por asimetría del rotor (barra rota) o incluso por otro tipo de asimetría como es la excentricidad mixta en alguno de los motores.

Por ello, se realizará a continuación una comparativa entre los valores de las diferencias entre las principales tasas de distorsión obtenidas para cada uno de los dos motores ensayados, y se estudiarán en un apartado posterior otras tasas parciales y valores de agrupaciones halladas de forma específica para caracterizar estas disimilitudes entre motor con barra rota (*M01*) y sano (*M04*).

Se comenzará por hacer denotar que, con control vectorial (y frecuencias hasta 50 Hz inclusive) el motor roto ha consumido más intensidad (tanto eficaz total como del armónico fundamental) y ha requerido más tensión del variador que el sano, reduciéndose estas diferencias para frecuencias superiores a la nominal. Además, las diferencias porcentuales han sido aún mayores para baja carga, sin influir demasiado la frecuencia de conmutación. Para el resto de los modos de control la tendencia ha sido la opuesta, con un mayor consumo del motor sano, aunque no en todos los casos. Para alimentación directa desde la red apenas ha habido diferencias. En la tabla 6.11 se muestran estas diferencias porcentuales para los controles escalar y vectorial con alta carga, y en la tabla 6.12 para baja carga. Cada porcentaje se calcula hallando la diferencia entre el parámetro obtenido para el motor con una barra de rotor rota (*M01*) menos el mismo parámetro hallado para el motor sano (*M04*), considerando este último valor como referencia o cien por cien.

Tabla 6.11 Diferencias porcentuales entre armónicos fundamentales y valores eficaces totales, de intensidad y de tensión, del motor roto y del motor sano, para alta carga.

CONTROL	FREC. CONM.	FREC. FUND.	PAR - CARGA %	Fundamental de intensidad	Eficaz total de intensidad	Fundamental de tensión	Eficaz total de tensión
ESCALAR	4 kHz	40 Hz	100%	-3,478%	-4,682%	-1,289%	-2,060%
ESCALAR	4 kHz	45 Hz	100%	-9,632%	-11,306%	-2,813%	-1,364%
ESCALAR	4 kHz	50 Hz	100%	-0,511%	-1,404%	-1,259%	-1,473%
ESCALAR	4 kHz	55 Hz	100%	-0,880%	-0,840%	0,197%	0,238%
ESCALAR	4 kHz	60 Hz	100%	0,120%	-1,113%	-0,731%	-0,737%
VECTORIAL	4 kHz	40 Hz	100%	3,436%	2,671%	3,445%	2,915%
VECTORIAL	4 kHz	45 Hz	100%	4,275%	3,102%	3,512%	2,710%
VECTORIAL	4 kHz	50 Hz	100%	4,832%	3,069%	1,895%	1,065%
VECTORIAL	4 kHz	55 Hz	100%	0,604%	0,624%	2,496%	2,393%
VECTORIAL	4 kHz	60 Hz	100%	-1,026%	-2,654%	-0,320%	-0,305%

Tabla 6.12 Diferencias porcentuales entre armónicos fundamentales y valores eficaces totales, de intensidad y de tensión, del motor roto y del motor sano, para baja carga.

CONTROL	FREC. CONM.	FREC. FUND.	PAR - CARGA %	Fundamental de intensidad	Eficaz total de intensidad	Fundamental de tensión	Eficaz total de tensión
ESCALAR	4 kHz	40 Hz	0%	-1,496%	-1,500%	0,705%	-0,409%
ESCALAR	4 kHz	45 Hz	0%	-1,651%	-1,646%	0,073%	0,432%
ESCALAR	4 kHz	50 Hz	0%	-2,216%	-2,207%	-1,188%	-1,388%
ESCALAR	4 kHz	55 Hz	0%	-0,440%	-0,512%	0,048%	0,160%
ESCALAR	4 kHz	60 Hz	0%	-1,928%	-1,972%	0,217%	0,275%
VECTORIAL	4 kHz	40 Hz	0%	8,295%	8,273%	4,198%	3,721%
VECTORIAL	4 kHz	45 Hz	0%	10,979%	10,937%	4,851%	3,162%
VECTORIAL	4 kHz	50 Hz	0%	8,363%	8,329%	4,070%	2,726%
VECTORIAL	4 kHz	55 Hz	0%	2,951%	3,062%	1,446%	0,928%
VECTORIAL	4 kHz	60 Hz	0%	-2,761%	-2,703%	-0,014%	-0,170%

6.3.6.1.- Diferencias entre las principales tasas de distorsión de cada motor.

De forma similar al apartado anterior con las tasas obtenidas para todos los variadores, halladas considerando siempre un mismo motor, se puede realizar ahora una comparativa entre los valores de las diferencias entre las principales tasas de distorsión obtenidas para cada uno de los dos motores ensayados.

En las siguientes figuras se indica en cada eje vertical el porcentaje de diferencia entre la tasa correspondiente obtenida para el motor con una barra de rotor rota (*M01*) y la misma tasa para el motor sano (*M04*), considerando este último valor como referencia o cien por cien. Así, por ejemplo, una diferencia porcentual de un +40% de determinada tasa de distorsión representa que el motor roto *M01* tiene un 40% más del valor de la tasa correspondiente al motor sano *M04*.

Del mismo modo que ocurría con las tasas normalizadas entre el subgrupo o bien entre el armónico fundamental, cuyos valores eran similares en los resultados de los ensayos, las diferencias entre tasas de subgrupo y de grupo de cada motor tampoco presentan grandes desigualdades, por lo que se han elegido de nuevo las que normalizan entre únicamente el armónico fundamental por las mismas razones que ya se indicaron anteriormente: similitud de resultados, unificar con la forma de normalizar grupos y armónicos individuales, y, sobre todo, para así no incluir posibles bandas espectrales laterales al fundamental debidas a fallos en el motor. Se han considerado en principio las diferencias entre las mismas tasas de distorsión que se compararon en el apartado anterior, como las más representativas del resto. Se verán posteriormente en otro apartado otras tasas y agrupaciones halladas de forma específica para tratar estas disimilitudes entre motor roto y sano.

Las desigualdades entre las tasas para altas frecuencias de intensidad, *TH&IHDg_I_HF*, del motor roto y las del sano (véase figura 6.72) son mucho menores que en el resto de casos, a excepción de la alimentación en modo *VBD* y directa desde la red eléctrica. En este último caso,

ya se observó que eran muy débiles los valores de las componentes armónicas de altas frecuencias, por lo que no hay que tomar muy en cuenta estas diferencias porcentuales entre valores tan pequeños; y en el caso del modo *VBD* ya se ha visto que, sobre todo para baja carga, su comportamiento era diferente al del resto de alimentaciones. En el caso de las tasas para altas frecuencias de tensión, *TH&IHDg_V_HF*, también hay pocas diferencias entre motor roto y sano, si se exceptúan algunos casos con las mismas alimentaciones *VBD* y red ya comentadas y alguna otra diferencia algo mayor que se presenta para alta carga y con frecuencias de salida inferiores a la nominal, tal como puede apreciarse en la figura 6.73.

La tasa total de distorsión armónica e interarmónica para bajas y altas frecuencias de tensión *TH&IHDg_V_LF&HF* se observó que se comportaba como su principal componente, la tasa para sólo altas frecuencias *TH&IHDg_V_HF*, excepto para red, cuya principal componente armónica de tensión es la debida a bajas frecuencias, por lo que los resultados en términos de diferencias porcentuales entre motor roto y sano son idénticos para ambas tasas, lo que se aprecia si se comparan ambas figuras 6.73 y 6.75. En cambio, la tasa total para toda la gama de frecuencias de intensidad, *TH&IHDg_I_LF&HF*, se comporta, en términos de diferencias motor roto-sano, más como la tasa de interarmónicos sólo para bajas frecuencias (compárense figuras 6.68 y 6.74), ya que se acaba de ver en el párrafo anterior que para intensidad las componentes debidas a sólo altas frecuencias no eran muy distintas entre ambos motores.

Donde más diferencias se observan entre los motores sano *M04* y con barra rota *M01* es con alta carga y para frecuencias fundamentales de salida menores o iguales a la nominal de 50 Hz, en la zona de bajas frecuencias, y más aún con intensidad, siendo por ello la tasa que mide únicamente interarmónicos *TIHD_I_LF* con la que mejor se aprecia la diferencia entre los dos motores, sobre todo para control vectorial, tal como se observa en la figura 6.68 (y consecuentemente, en aquellas otras tasas en las que esté ésta incluida, como las tasas de distorsión *TIHDg_I_LF&HF*, *TH&IHD_I_LF*, figura 6.70, y *TH&IHD_I_LF&HF*, figura 6.74). En cambio, los interarmónicos de tensión de baja frecuencia, *TIHD_V_LF*, presentan diferencias menos estables (figura 6.69) excepto para alta carga con 45 Hz, y también para ambos modos del variador de Allen Bradley, y con 50 Hz en el caso de alimentación desde red también se aprecian bien las diferencias entre ambos motores.

Pero también se aprecian diferencias, en este caso positivas o con mayores valores para motor con barra rota *M01*, con las tasas de armónicos de tensión *THD_V_LF*, sobre todo para frecuencias menores o iguales a la nominal; siendo más constantes estas diferencias para baja carga, aunque algunos valores máximos se obtengan para alta carga y más aún, dentro de las alimentaciones analizadas, con la de control vectorial, (figura 6.67). Incluso en este caso, hay que exceptuar a veces las alimentaciones desde red y con modo de control *VBD*, como diferentes al resto. La tasa *TH&IHDg_V_LF*, derivada de la de armónicos *THD_V_LF* e interarmónicos *TIHDg_V_LF*, presenta diferencias similares a la primera de ellas, (ver figuras 6.67 y 6.71). En cambio, la tasa correspondiente de intensidad, *THD_I_LF*, no muestra diferencias que mantengan al menos un signo estable al variar los diferentes parámetros ensayados (ver figura 6.66), ya que, excepto para alta carga con 40 Hz y con 60 Hz, en el resto de casos las diferencias son cambiantes en signo y proporción.

Las mayores diferencias con alimentación desde red se han obtenido, para intensidad, como con el resto de alimentaciones, usando la tasa *TIHD_I_LF* y aquellas otras que la contengan, como las *TH&IHDg_I_LF*, *TIHDg_I_LF&HF*, *TH&IHDg_I_LF&HF*, o incluso otras definidas en la normativa como la tasa de distorsión de grupo *THDG_I_LF* o también índices de distorsión de forma de onda como los *TNHDF* y *TDC*. Todas estas tasas, además de las

similares que normalizan entre el subgrupo fundamental, pueden usarse también para medir la diferencia entre los motores ensayados, usando la intensidad y sobre todo con alta carga, como puede apreciarse en las tablas con todos los resultados que se muestran en los Anexos I y II. También es notable la diferencia apreciada para red usando la tasa para alta frecuencia de intensidad, en el caso de alta carga (figura 6.72); aunque como ya se ha advertido en este caso los valores obtenidos con cada motor son de escaso valor pese a que su diferencia relativa haya sido grande. Y si se usan las medidas de tensión, de nuevo es la tasa de interarmónicos para baja frecuencia $TIHDg_V_LF$ la que muestra mayor diferencia, para alta carga, al igual que la tasa para altas frecuencias $TH_IHDg_V_HF$, pero partiendo de valores absolutos de escaso rango en ambos casos para alimentación directa desde red.

En general, para frecuencias superiores a 50 Hz las diferencias sano-roto se reducen, y con baja carga son más aleatorias (salvo con THD_V_LF). Por ello, al menos si se usan las tasas de distorsión hasta ahora descritas, parece más conveniente trabajar con frecuencias hasta la nominal y mucho mejor con alta carga, si se pretenden diferenciar estos dos motores. Tanto para tensión como para intensidad se ha visto que donde mejor se aprecian las diferencias es a bajas frecuencias, con armónicos para tensión (THD_V_LF , figura 6.67) y con interarmónicos para intensidad ($TIHDg_I_LF$, figura 6.68). Y entre todas las alimentaciones estudiadas, las del variador de Allen Bradley, quizás más en modo de control vectorial, sea la que mejor permita apreciar las desigualdades entre ambos motores.

Tabla 6.13 Resumen de diferencias porcentuales y sus signos entre los dos motores ensayados M01 – M04, desde el punto de vista de sus principales tasas de distorsión.

	Intensidad	Voltaje
THD_LF (sólo armónicos)	Variable, con mayores diferencias para $f_1 \leq 50$ Hz y alta carga. («←» para alta carga y 40 y ↓ 60 Hz)	«+» para $f_1 \leq 50$ Hz (Mayor con alta carga y vectorial)
$TIHD_LF$ (interarmónicos)	«←» para alta carga (Mayor para $f_1 \leq 50$ Hz y 60 Hz)	Variable, con mayores diferencias para $f_1 \leq 50$ Hz y alta carga. («←» para 40 y 50 Hz ⇒ máximos con red y vectorial)
$TH\&IHD_LF$ (sólo bajas frecs.)	Similar a $TIHD_LF$ para alta carga	Similar a THD_LF
$TH\&IHD_HF$ (sólo altas frecs.)	Variable y de escasa amplitud	Variable, con mayores diferencias para $f_1 \leq 50$ Hz y alta carga.
$TH\&IHD_LF\&HF$ (todo)	Similar a $TIHD_LF$ para alta carga (para modo VBD, similar a $TH\&IHD_HF$)	Similar a $TH\&IHD_HF$ (para Red, similar a THD_LF)

La tabla 6.13 muestra un resumen de las diferencias entre los dos motores, halladas al comparar cada una de sus principales tasas de distorsión. Se analizará a continuación en el siguiente apartado el comportamiento de otras tasas parciales y valores de agrupaciones específicas diseñadas para tratar de diferenciar motores con asimetrías como los comparados en esta tesis.

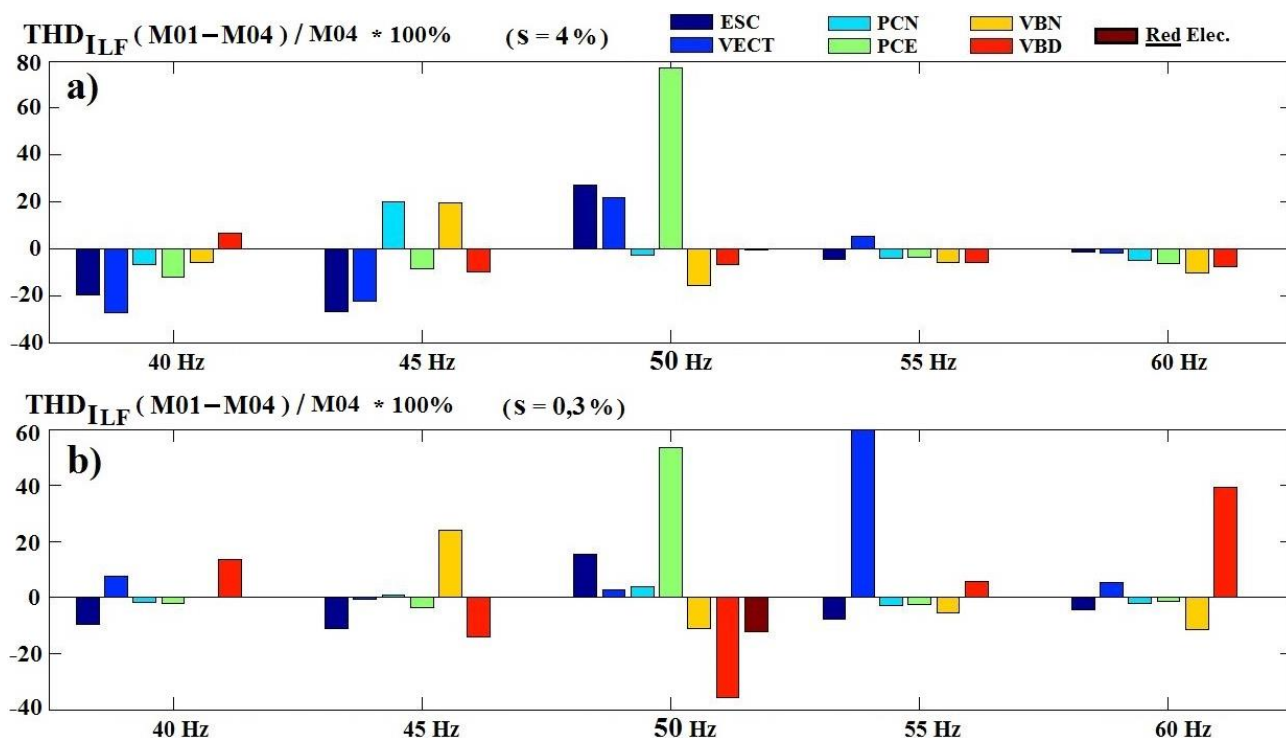


Figura 6.66 Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión armónica de la intensidad THD_{I_LF} de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

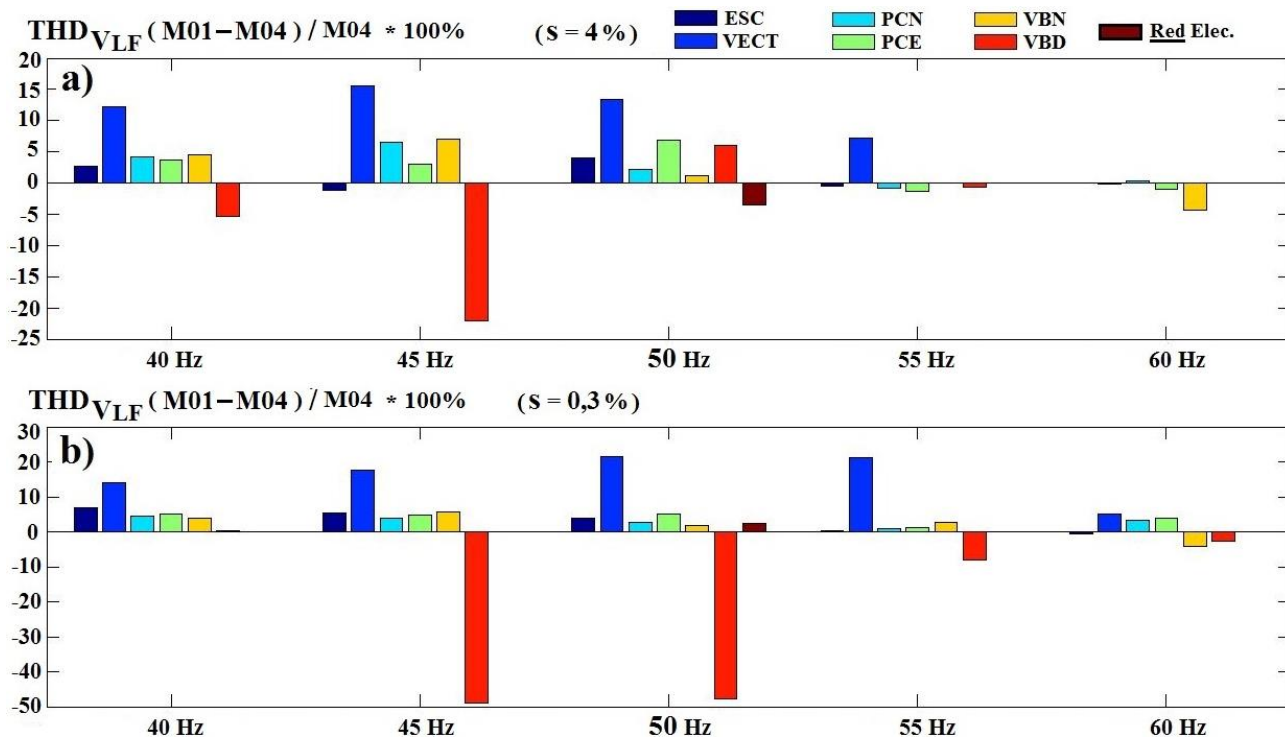


Figura 6.67 Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión armónica de tensión THD_{V_LF} de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

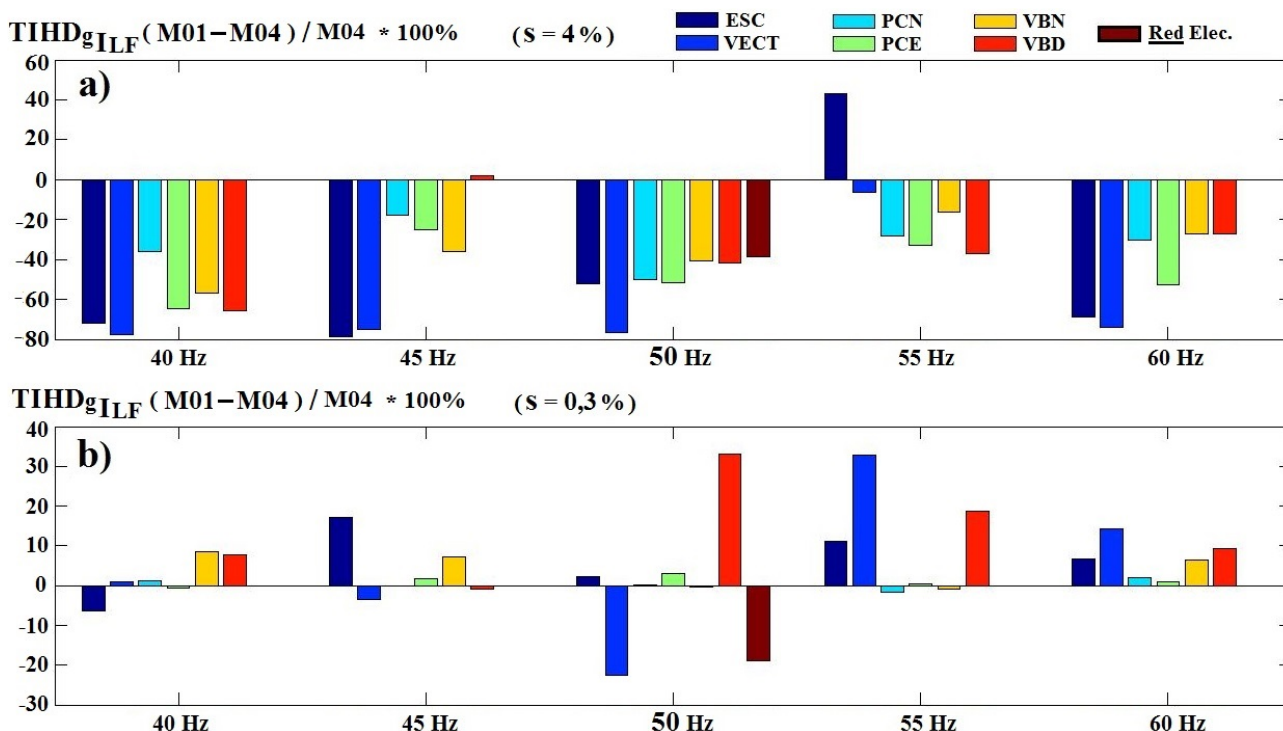


Figura 6.68 Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión interarmónica de la intensidad $TIHD_{g_I_LF}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

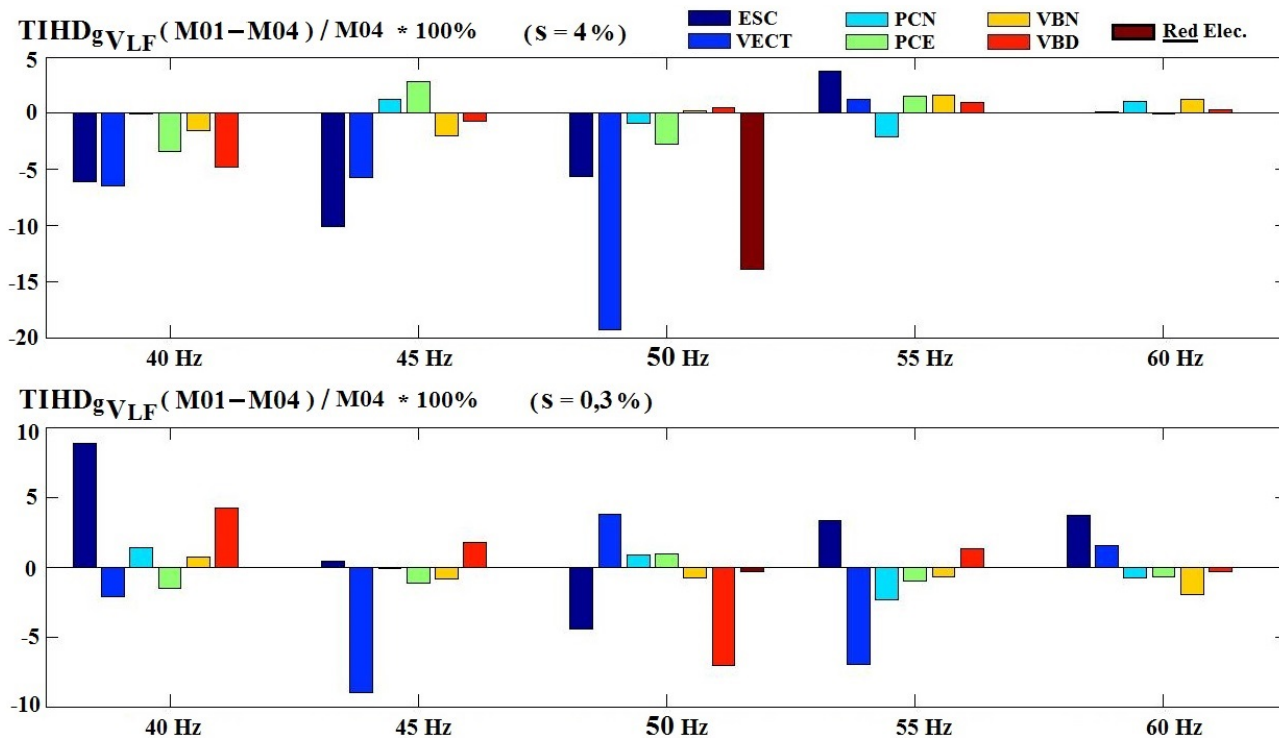


Figura 6.69 Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión interarmónica de tensión $TIHD_{g_V_LF}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

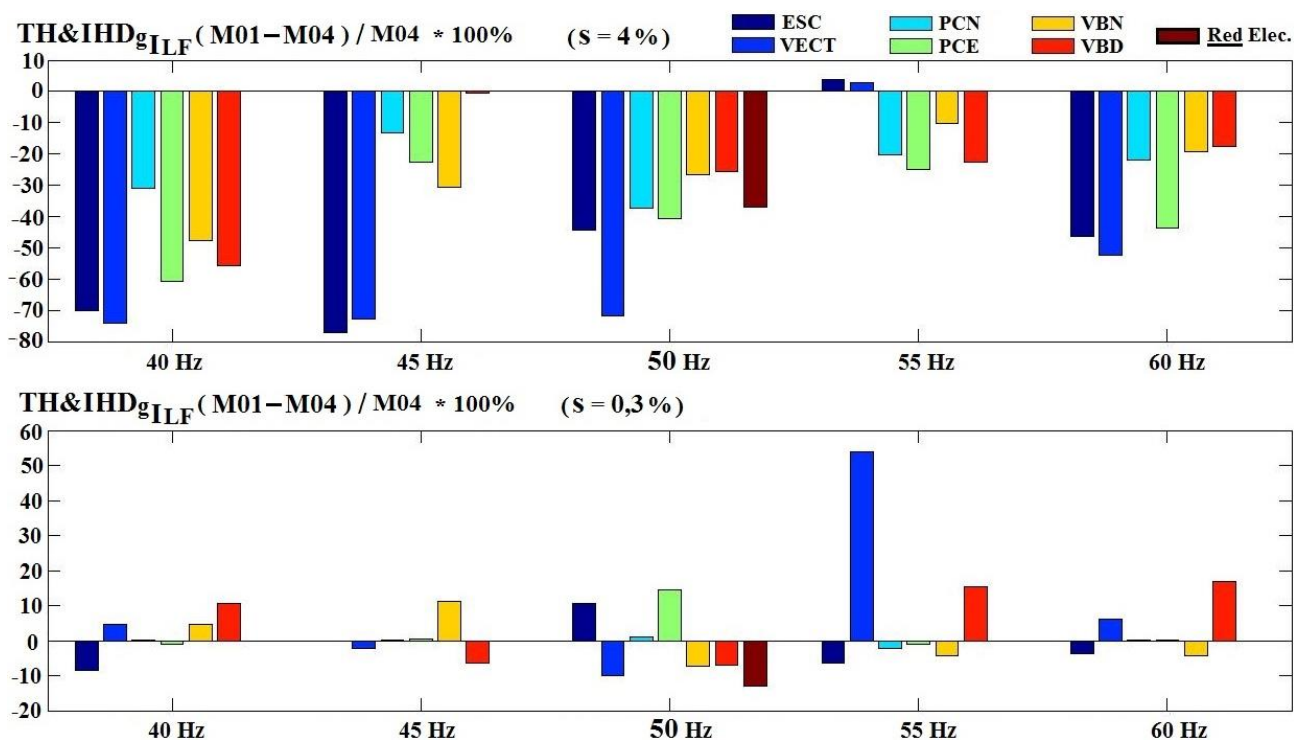


Figura 6.70 Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión armónica e interarmónica para baja frecuencia de intensidad $TH&IHDg_{ILF}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y baja carga (b)) para todas las alimentaciones usadas.

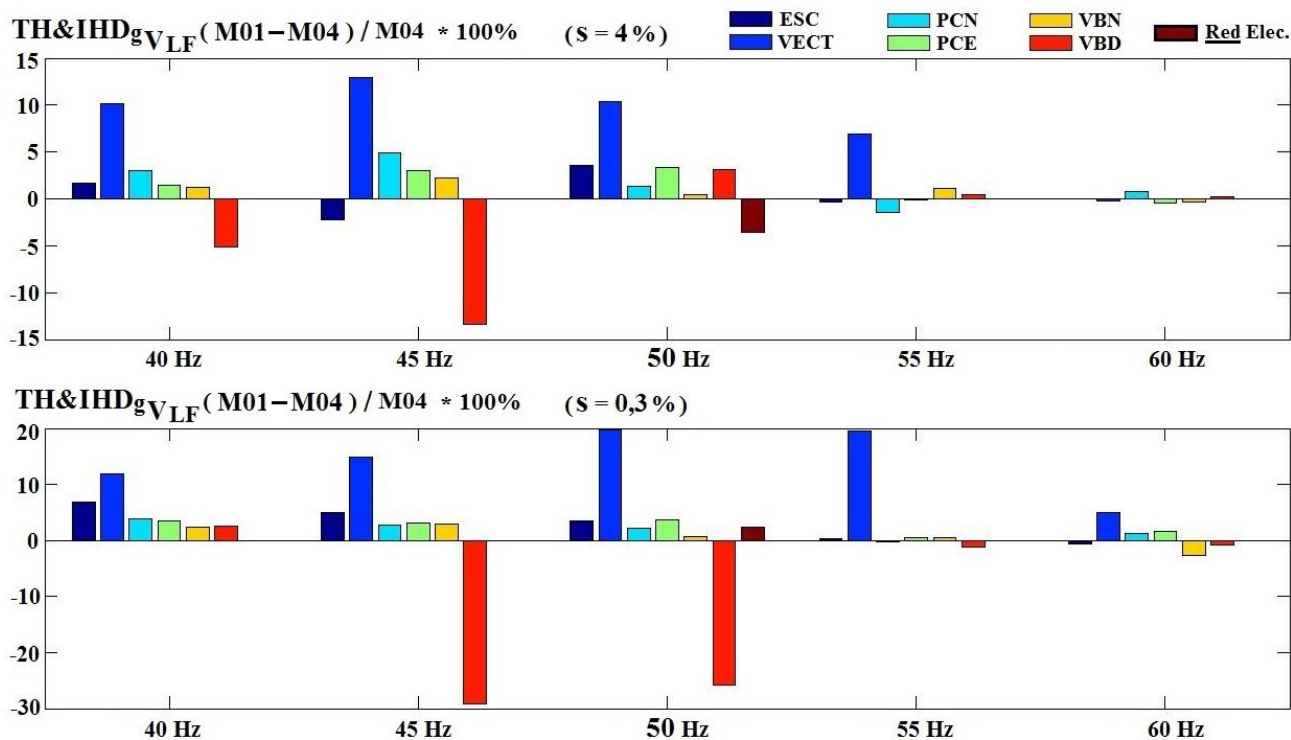


Figura 6.71 Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión armónica e interarmónica para baja frecuencia de tensión $TH&IHDg_{VLF}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y baja carga (b)) para todas las alimentaciones usadas.

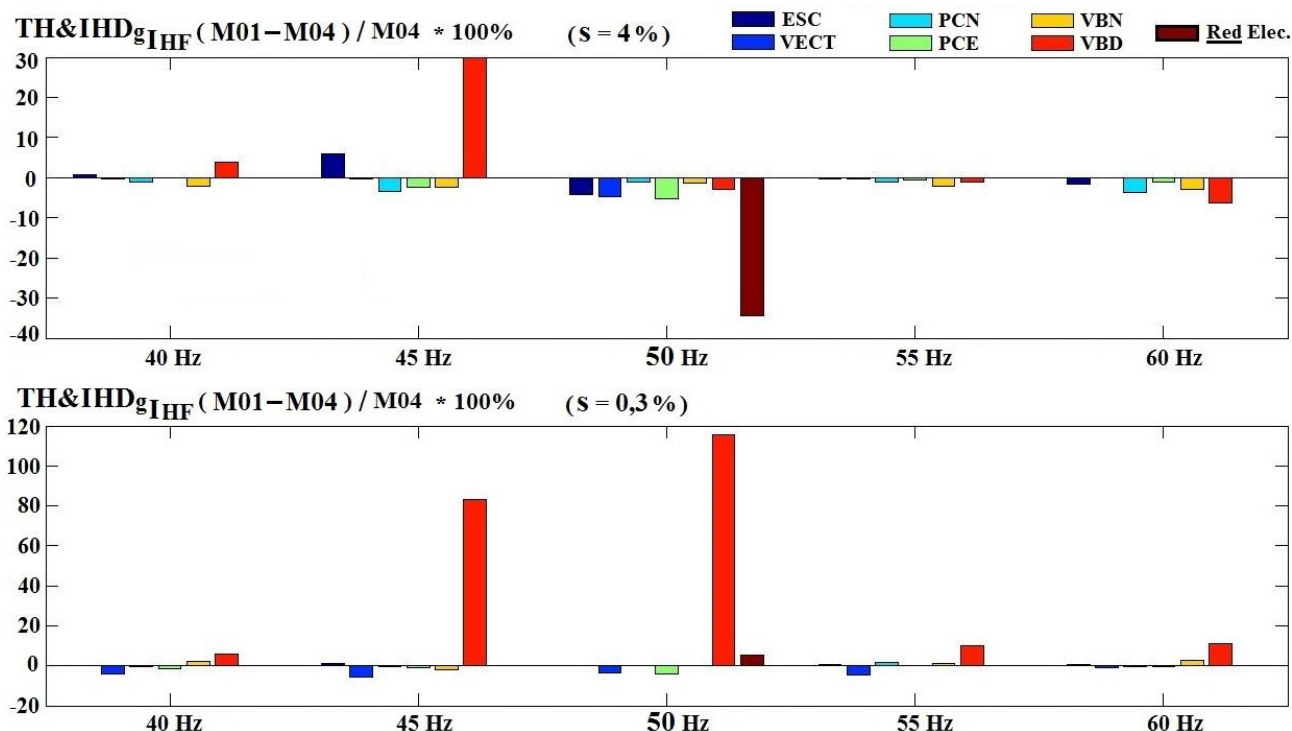


Figura 6.72 Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión armónica e interarmónica para alta frecuencia de intensidad $TH&IHDg_I_{HF}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y baja carga (b)) para todas las alimentaciones usadas.

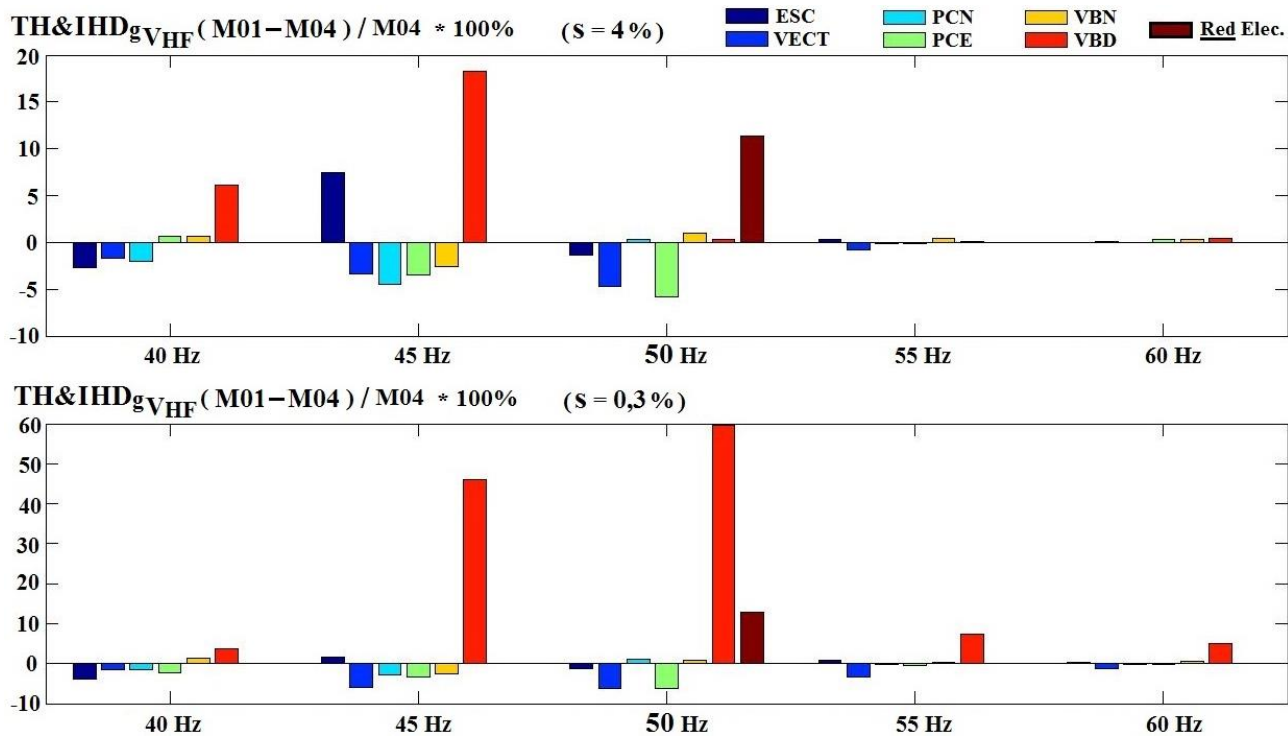


Figura 6.73 Diferencias porcentuales entre las tasas de distorsión armónica e interarmónica para alta frecuencia de tensión $TH&IHDg_V_{HF}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y baja carga (b)) para todas las alimentaciones usadas.

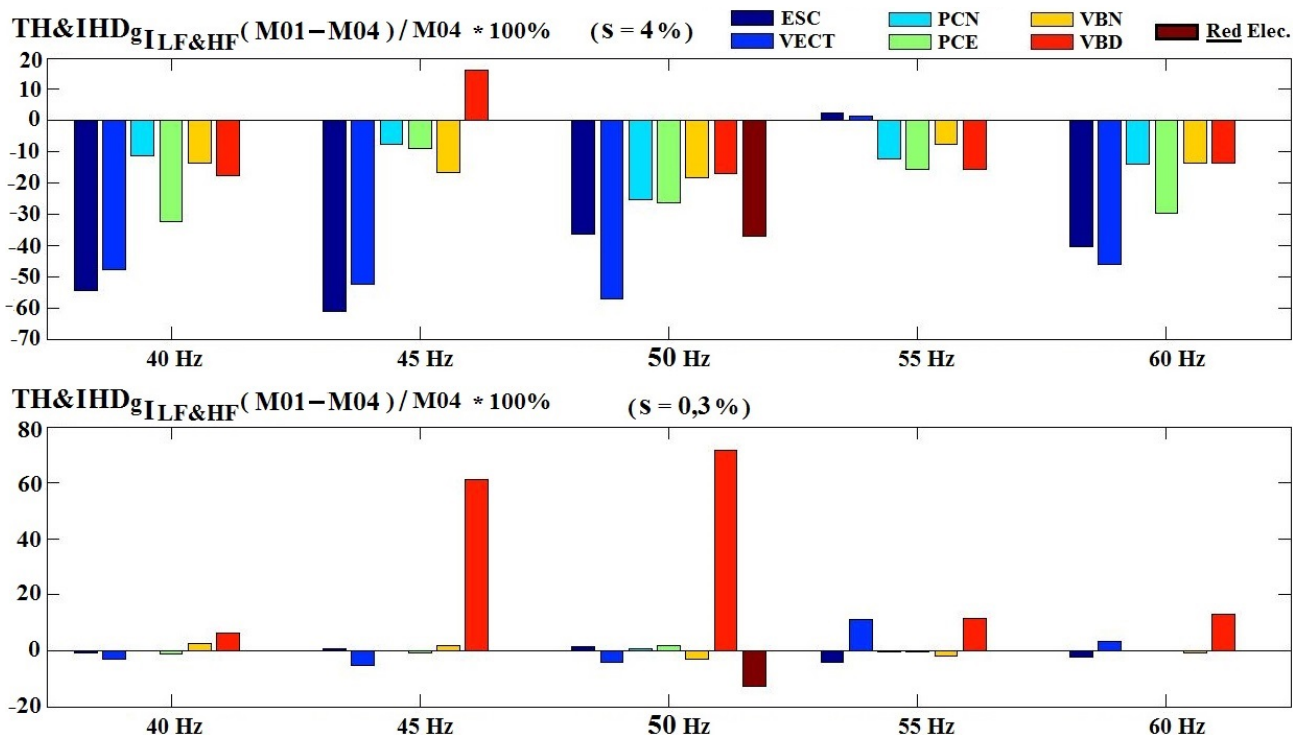


Figura 6.74 Diferencias porcentuales entre las tasas totales de distorsión armónica e interarmónica para bajas y altas frecuencias de intensidad $TH&IHD_{g_I_LF\&HF}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

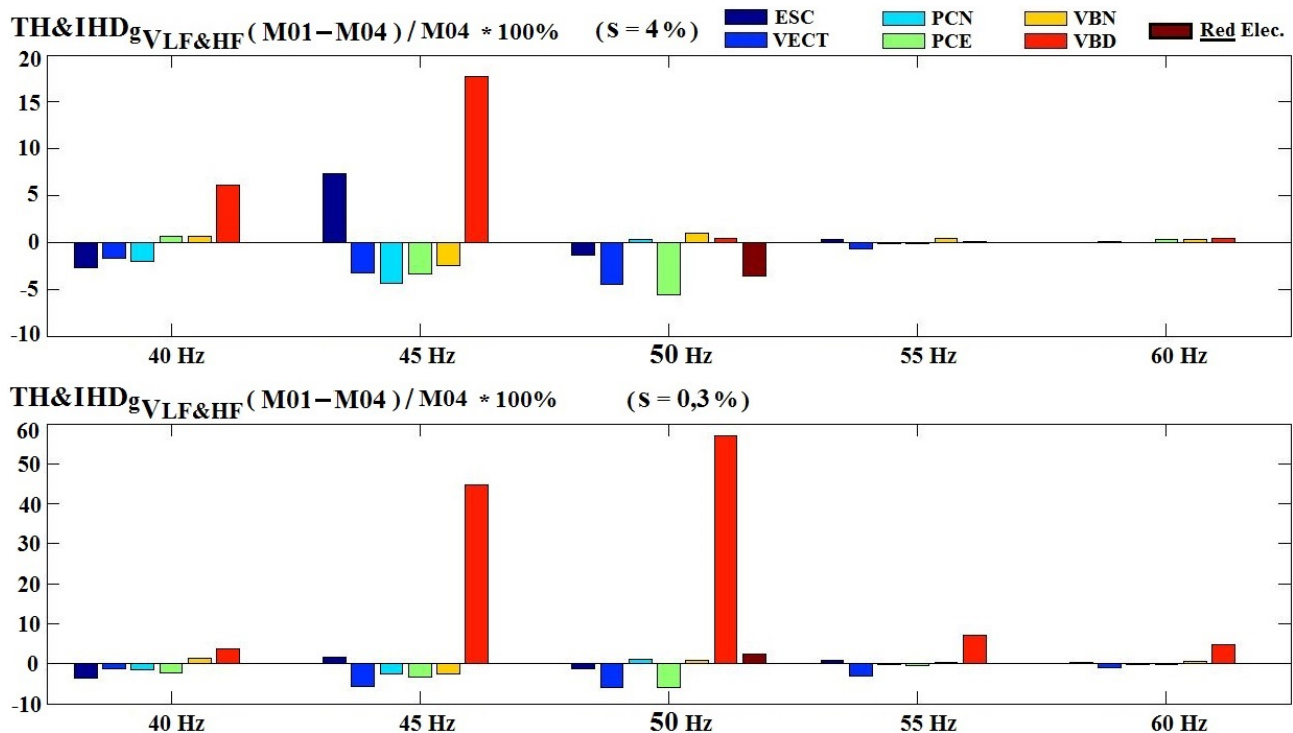


Figura 6.75 Diferencias porcentuales entre las tasas totales de distorsión armónica e interarmónica para bajas y altas frecuencias de tensión $TH&IHD_{g_V_LF\&HF}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones usadas.

6.3.6.2.- Diferencias entre cada motor usando otras tasas y agrupaciones.

Queda por analizar si, usando otras tasas parciales y agrupaciones individuales, diseñadas algunas de ellas de forma específica para tratar de distinguir un motor sano de otro defectuoso en los casos concretos de presentar asimetrías por barra de rotor rota (*M01*), o incluso una fuerte excentricidad mixta (como el motor *M04*, al excitarlo con determinadas frecuencias); es posible detectar la posible anomalía o, al menos tal como se ha venido haciendo a lo largo de este apartado 6.3.6, caracterizar cada motor por su contenido armónico al ser excitado por cada una de las fuentes de alimentación estudiadas.

El hecho de usar tasas parciales que cubran determinadas zonas del espectro ya se ha realizado al distinguir las zonas de bajas de las de altas frecuencias, así como aquellas que coinciden con múltiplos del fundamental o armónicas de las que no o interarmónicas; pero se puede concretar aún más y dirigirse a partes del espectro en las que puede haber más diferencias entre el comportamiento armónico de ambos motores. La ventaja de usar tasas respecto a estudiar agrupaciones armónicas individuales puede ser una mejor percepción de sus valores al sumarse los de muchas barras espectrales a la vez; con la desventaja de que otras veces se restarán los de algunas frecuencias que tengan tendencias opuestas. Si, por ejemplo, el quinto armónico se comporta de modo opuesto al tercero a la hora de evaluar las diferencias entre motores; en caso de hacer una tasa parcial que contuviese a ambos (o más bien a los valores de sus diferencias porcentuales de comportamiento entre motores) el resultado sería quizá peor que si se estudia de forma individual la información aportada por cada armónico. La forma de saber cuáles agrupar y cuáles analizar de forma aislada es conociendo el comportamiento armónico del conjunto alimentación-motor, como se ha estudiado en capítulos precedentes, y analizando sus resultados, como se está haciendo en este mismo capítulo; sin dejar de ser una tarea abierta a poder ser mejorada constantemente, apoyada en los resultados experimentales.

Las diferencias entre motores en sus tasas parciales de distorsión armónica de intensidad *PHBDS_5_7_11_I*, que fueron definidas en el capítulo 5, presentan una forma y tendencias similares a las vistas en el apartado anterior para los armónicos de intensidad (véanse figuras 6.76 y 6.66). Sólo en el caso de baja carga, con 40 y 45 Hz, se aprecia una mejora al usar esta tasa parcial, respecto a usar la *THD_I_LF*, ya que al menos ahora presenta un signo negativo constante (excepto con los modos de par variable *VBN* y *VBD* del Altivar). En el caso de la tasa de tensión (*PHBDS_5_7_11_V*, ver figura 6.77) las diferencias resultantes son de signo y amplitud variables, mayores para frecuencias menores o iguales a la nominal de 50 Hz.

Las diferencias entre motores en sus tasas parciales de distorsión armónica de intensidad *PHBDS_2_4_6_I*, hallada de forma similar a la anterior pero ahora sumando los valores eficaces de los primeros subgrupos armónicos pares, guardan cierto parecido, al menos para alta carga y frecuencias menores a la nominal y más con modos escalar y vectorial, con las vistas en el apartado anterior para los interarmónicos de intensidad (ver figuras 6.78 y 6.68). Como, por ser de subgrupos, esta tasa también contiene las barras espectrales laterales a los armónicos pares, quizá por estas barras interarmónicas guarde el parecido mencionado con la tasa *TIHD_I_LF*, o también por la influencia de las asimetrías en el motor sobre el valor de los armónicos pares, como se menciona en [AKI08] (pero en ese caso, la diferencia debería haber sido positiva, indicando un mayor valor en el motor con barra rota). En el caso de la correspondiente tasa de tensión *PHBDS_2_4_6_V*, (figura 6.79) sólo se presenta una tendencia constante para los modos escalar y vectorial, con alta carga y frecuencias iguales o menores a la nominal, resultando variable en el resto de casos. Hay que reseñar que, tanto en la

tasa parcial de subgrupos armónicos pares de intensidad como en la de tensión, y con baja y alta carga, las diferencias entre motores siempre han sido negativas (mayores tasas en el sano *M04*) para el caso de alimentación desde red eléctrica. Esto podría ser porque en un motor con barra rota disminuyesen los primeros subgrupos armónicos pares respecto al sano, alimentando desde red; aunque no podemos afirmarlo en general, ya que en esta tesis sólo se han comparado dos motores.

Al estudiar valores de grupos y subgrupos armónicos de forma individual (pero siempre normalizados entre el fundamental), se observa que las diferencias halladas al analizar el subgrupo del 3er. armónico (se evitan en este caso la mayoría de interarmónicos cercanos, más debidos a excentricidad, estudiando sólo el subgrupo en lugar del grupo armónico completo) son siempre positivas (con la excepción, ya habitual, del modo *VBD* y alimentación desde la red), tanto con alta como baja carga y con intensidad (figura 6.80) y también con tensión (figura 6.81). Estas diferencias se mantienen más constantes para baja carga y modo vectorial. Ello indica que, al menos con los motores y alimentaciones ensayadas en esta tesis, el tercer armónico aumenta en un motor de inducción con barra rota en la mayoría de los casos. También se observan diferencias en otros armónicos, como el 7º, pero no con tanta regularidad en el signo (estos y otros grupos armónicos pueden verse en el Anexo II) como con el 3er. armónico.

En el caso concreto de alimentación desde la red, las diferencias entre motores en sus armónicos 3º y 7º son negativas y en cambio en el 5º positivas (más con alta carga). Es especialmente destacable esta última apreciación, visible claramente si se observan las diferencias del grupo del 5º armónico normalizado (figuras 6.82 y 6.83). En la primera de estas figuras se aprecia además su gran similitud con la figura 6.76 (y de ésta a su vez con la figura 6.66), denotándose de este modo la gran presencia del 5º armónico en la magnitud total de las tasas armónicas de baja frecuencia de intensidad.

En el caso de hallar tasas parciales que contengan sólo interarmónicos, buscando lógicamente aquéllos relacionados con la detección de barras de rotor rotas (alrededor, como ya se vio en el capítulo 3, de los armónicos 1º, 5º, 7º y 11º, principalmente), se pueden buscar los situados alrededor de los armónicos en banda base mencionados (figura 6.84) y también los de las intermodulaciones de esos mismos armónicos alrededor de múltiplos de la frecuencia portadora (figura 6.85). En este último caso buscamos alrededor de los múltiplos pares de la portadora ya que, como se vio en el capítulo 3, para la mayoría de modulaciones del tipo PWM senoidal, las intermodulaciones posibles de los armónicos impares y no múltiplos de 3 son con los múltiplos pares de la portadora, lo cual se ha verificado en algún caso particular, con los ensayos realizados en esta tesis, pero desafortunadamente no se ha repetido en todos ellos. En cada uno de estos casos se muestran los resultados para intensidad, agrupados como valor eficaz común de todos ellos en unas nuevas tasas parciales (*PIHBBD_1_5_7_11* y *PIHBBDx2fc_1_5_7_11*). Se han probado otras muchas agrupaciones de este tipo, con interarmónicos alrededor de cada armónico de interés, agrupando varios de ellos, etc., algunas de las cuales se muestran en el Anexo II. Las indicadas en estas figuras son sólo un ejemplo representativo en el que se puede apreciar que no guardan (al menos aparentemente) relación entre ellas. Por ello, lo que ocurre en la parte alta del espectro, motivado por los armónicos de banda base mencionados, no parece detectable usando esta metodología que mide los valores eficaces totales en cada barra espectral, los agrupa en frecuencia y en el tiempo; pero no distingue tan bien como otros métodos los cambios de nivel o flancos en la forma de esta respuesta en frecuencia.

Para finalizar este apartado, se muestran las diferencias entre ambos motores obtenidas al analizar algunas de sus tasas parciales de distorsión armónica de alta frecuencia $PHFD_{y_{fc},n}$ (definidas en el capítulo 5). La tasa $PHFD_{I_{fc},1}$ mide los armónicos e interarmónicos de intensidad alrededor de ± 1 kHz del primer múltiplo de la portadora. Las diferencias entre motores obtenidas usando esta tasa son similares a las ya obtenidas con la tasa total $TH\&IHDg_{I_{HF}}$ (compárense las figuras 6.86 y 6.72), y también muy parecidas a las de la tasa correspondiente al segundo múltiplo de la portadora, $PHFD_{I_{fc},2}$, lo que denota la preponderancia de estos primeros grupos sobre el total de la zona de altas frecuencias. Algo similar ocurre con la tasa $PHFD_{V_{fc},2}$, que mide los armónicos e interarmónicos de tensión alrededor de ± 1 kHz del segundo múltiplo de la portadora, ya que las diferencias obtenidas haciendo uso de ella son semejantes a las halladas con la tasa total $TH\&IHDg_{V_{HF}}$ (véanse las figuras 6.87 y 6.73).

Existen muchas otras agrupaciones y tasas parciales analizadas para esta tesis, algunas de las cuales aparecen también en los Anexos I y II que, tanto por no resultar demasiado prolijos como por no aportar más información relevante de cara a caracterizar variadores y motores, se han omitido. Todas ellas han sido calculadas usando las agrupaciones vistas en capítulos previos basadas en la normativa (incluso cada barra espectral simple, con resolución de 5 Hz, y utilizada en muchas de las gráficas a lo largo del capítulo sin agrupar en frecuencia con otras barras, ya usa la ventana corta de 0,2 s. sincronizada con el fundamental, y una posterior agregación temporal de 9,2 s.; tal como se indicó con anterioridad).

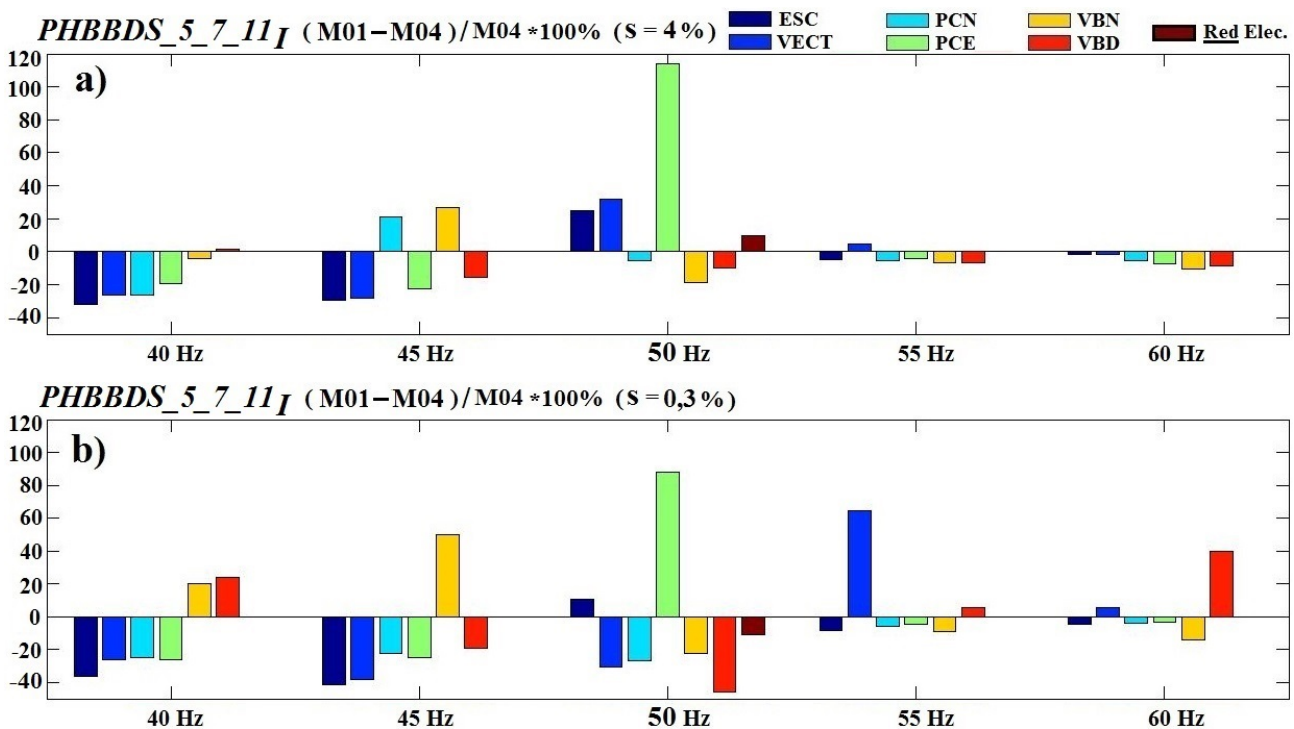


Figura 6.76 Diferencias porcentuales entre las tasas parciales de distorsión armónica de intensidad $PHBBDS_{5_7_11_I}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

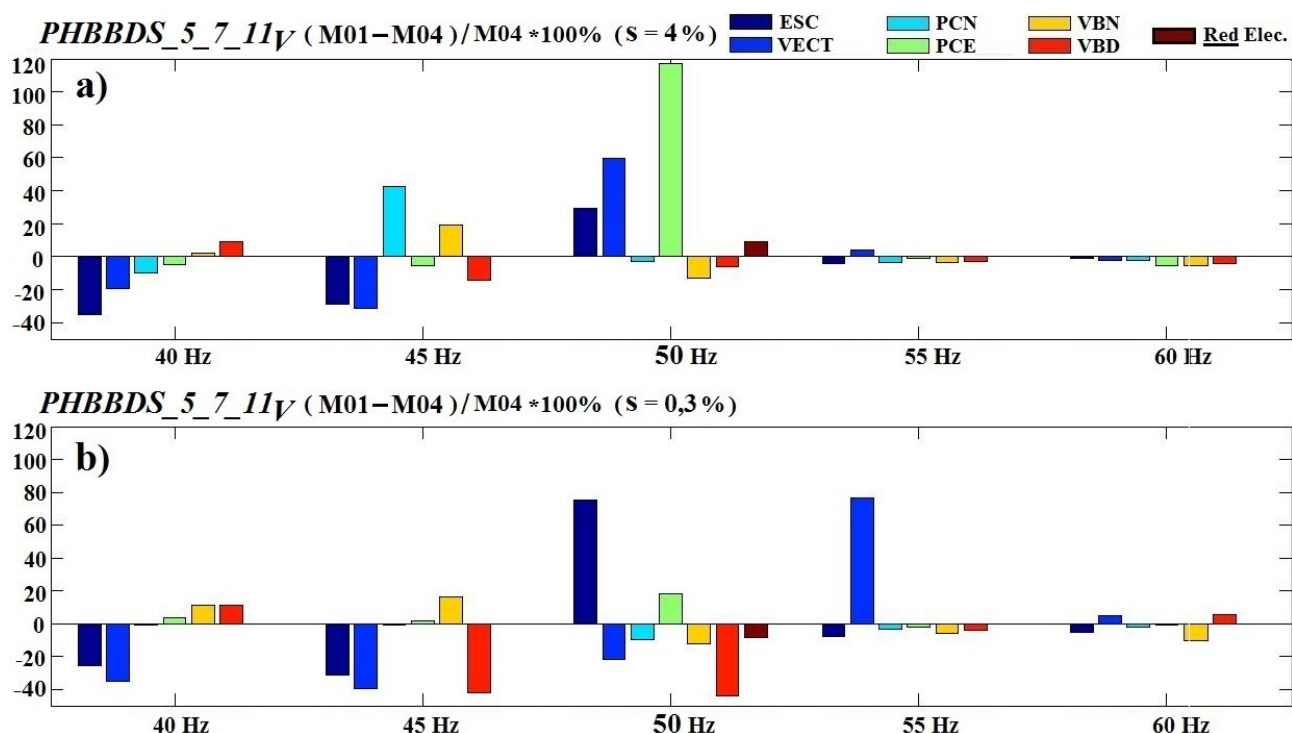


Figura 6.77 Diferencias porcentuales entre las tasas parciales de distorsión armónica de tensión $PHBBDS_{5_7_11V}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

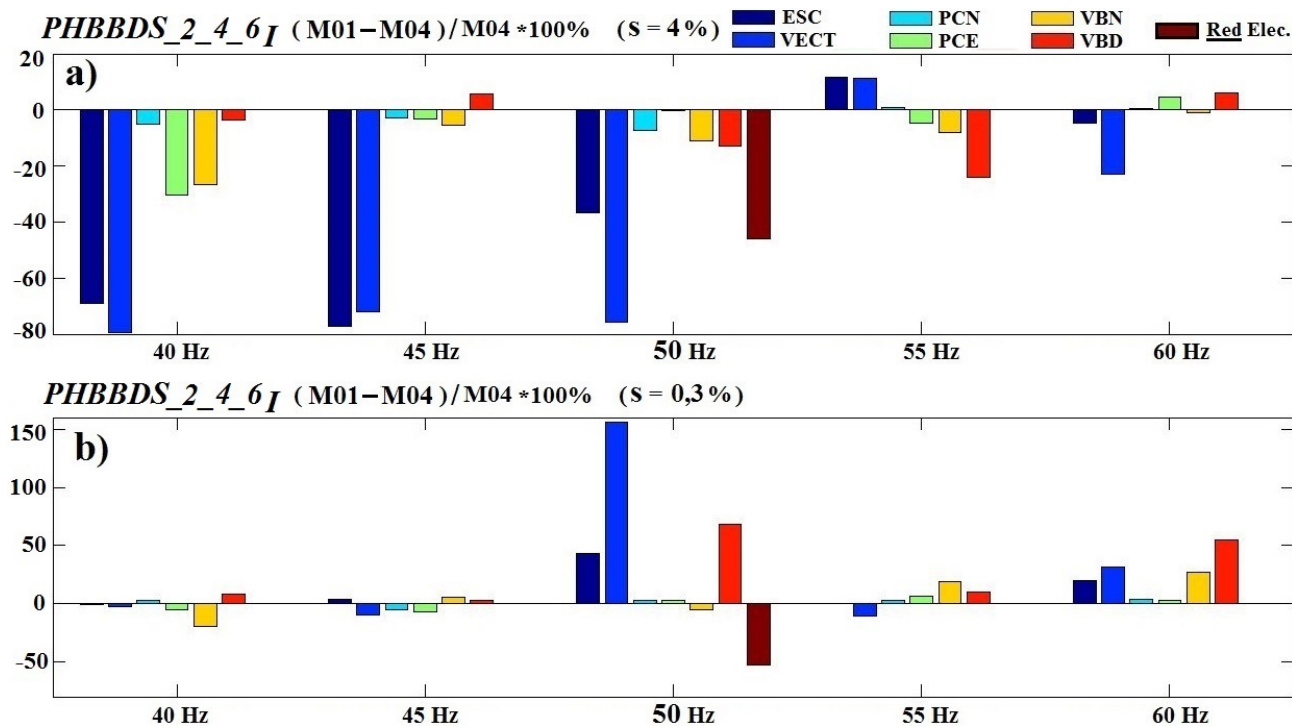


Figura 6.78 Diferencias porcentuales entre las tasas parciales de distorsión armónica de intensidad $PHBBDS_{2_4_6I}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

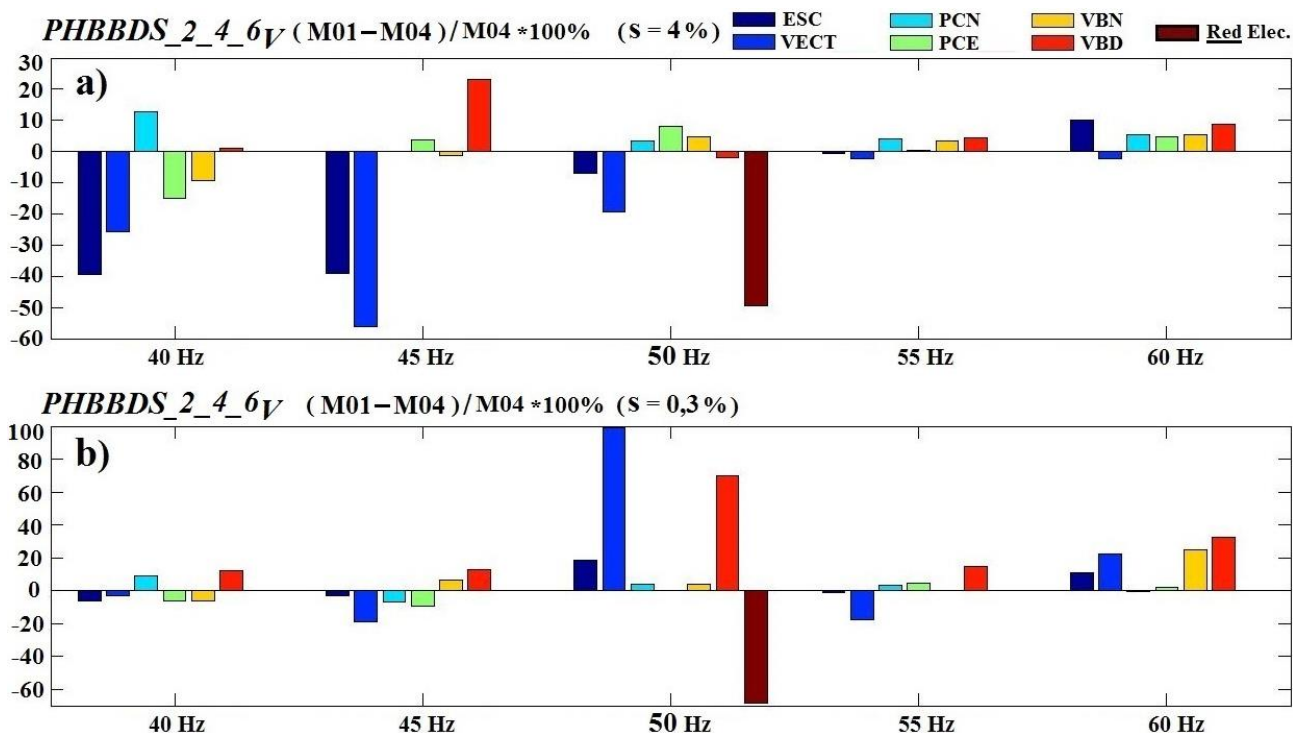


Figura 6.79 Diferencias porcentuales entre las tasas parciales de distorsión armónica de tensión $PHBBDs_{2_4_6V}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

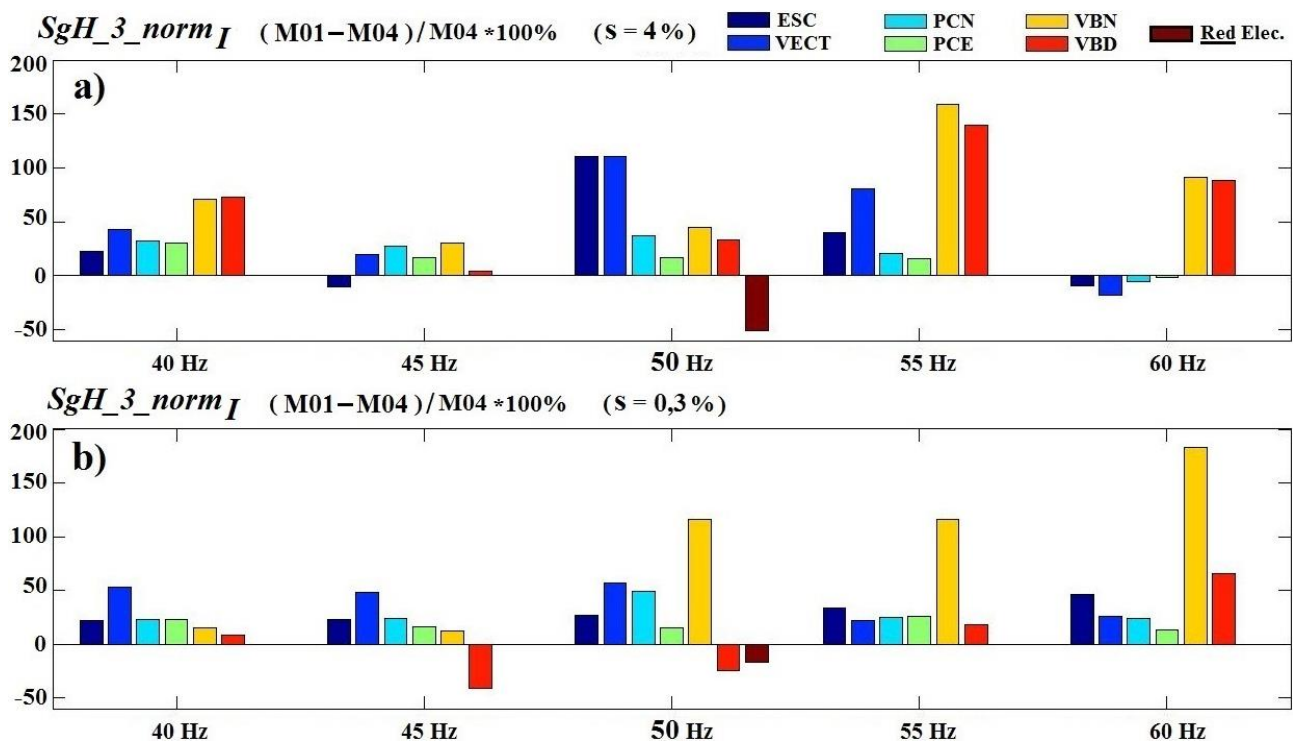


Figura 6.80 Diferencias porcentuales entre el subgrupo armónico tercero normalizado de intensidad $SgH_{3_norm I}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

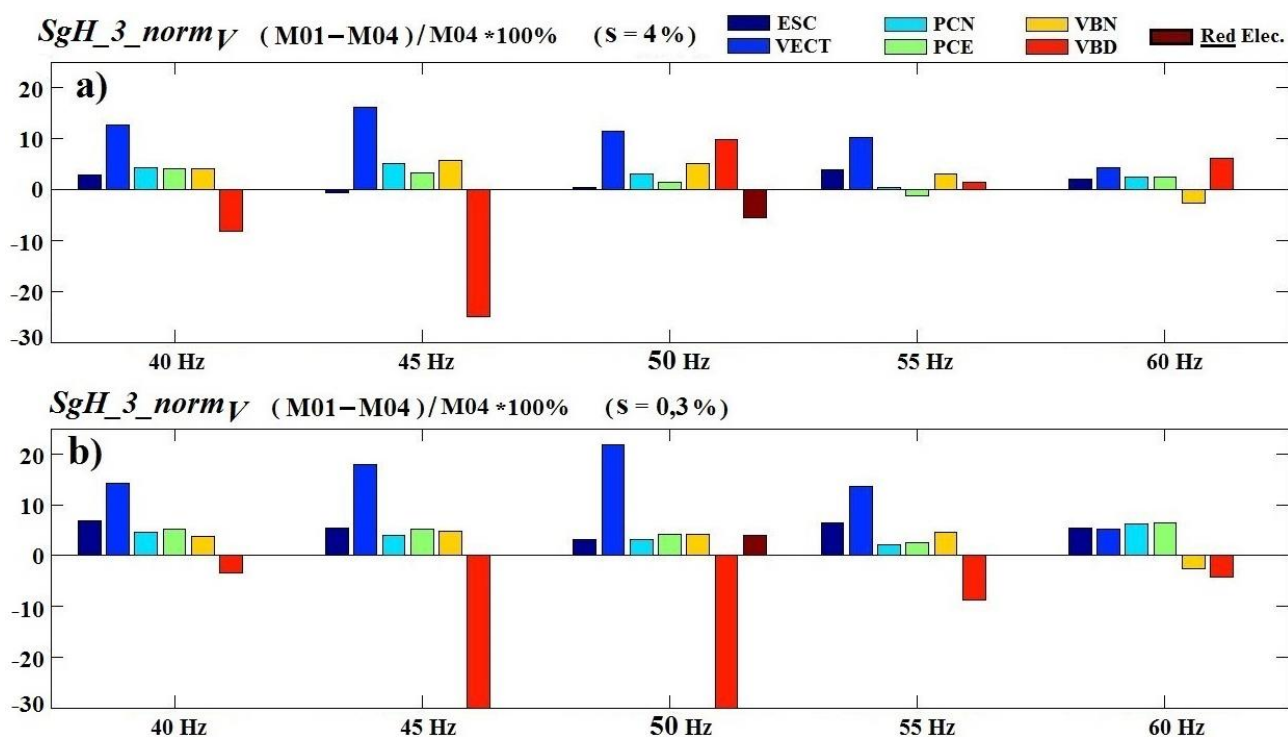


Figura 6.81 Diferencias porcentuales entre el subgrupo armónico tercero normalizado de tensión $SgH_3_norm_V$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

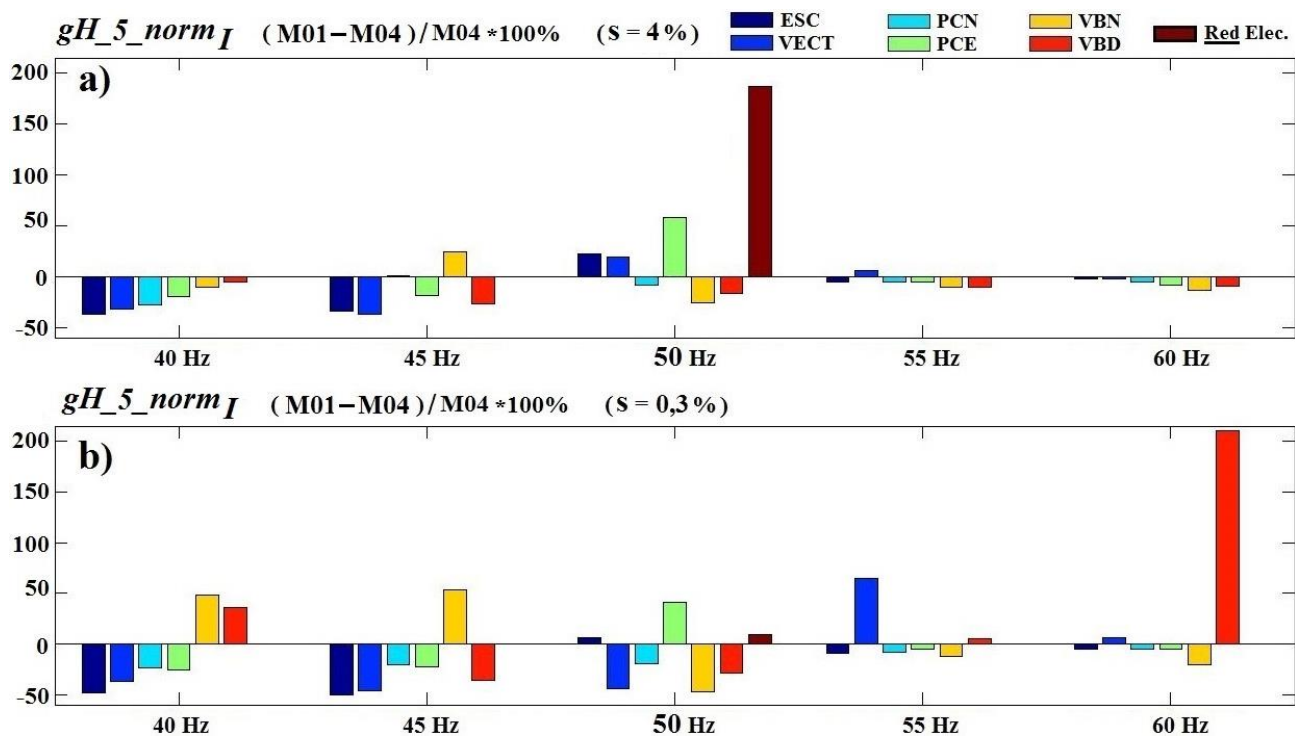


Figura 6.82 Diferencias porcentuales entre el grupo armónico quinto normalizado de intensidad $gH_5_norm_I$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

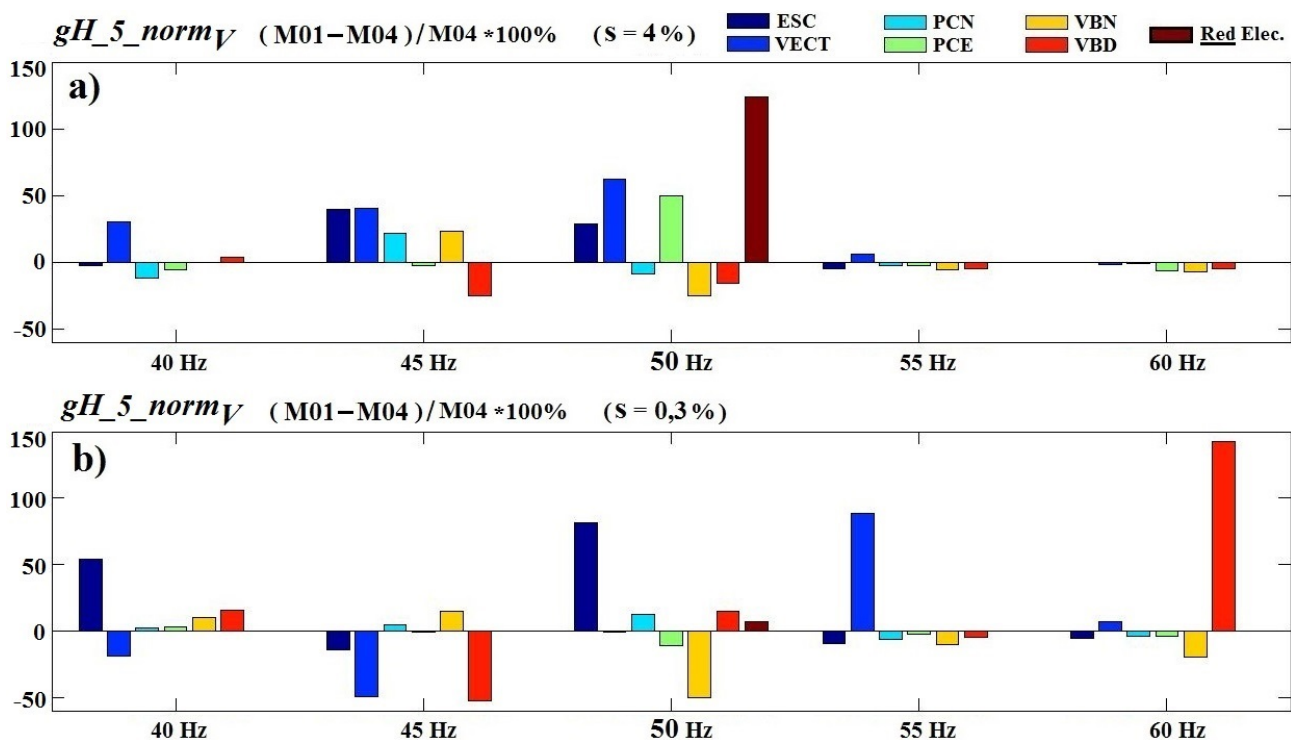


Figura 6.83 Diferencias porcentuales entre el grupo armónico quinto normalizado de tensión $gH_{5_norm_V}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

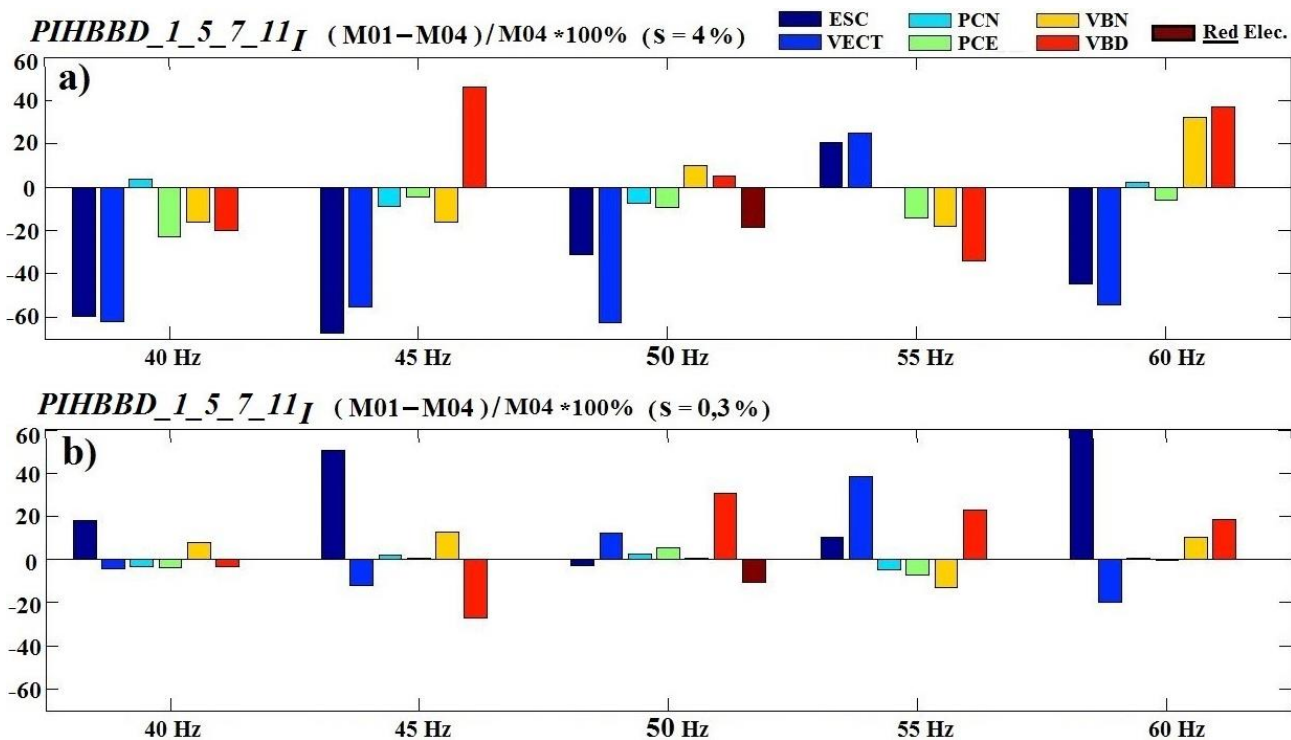


Figura 6.84 Diferencias porcentuales entre las tasas parciales de distorsión interarmónica de intensidad $PIHBBDD_{1_5_7_11_I}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

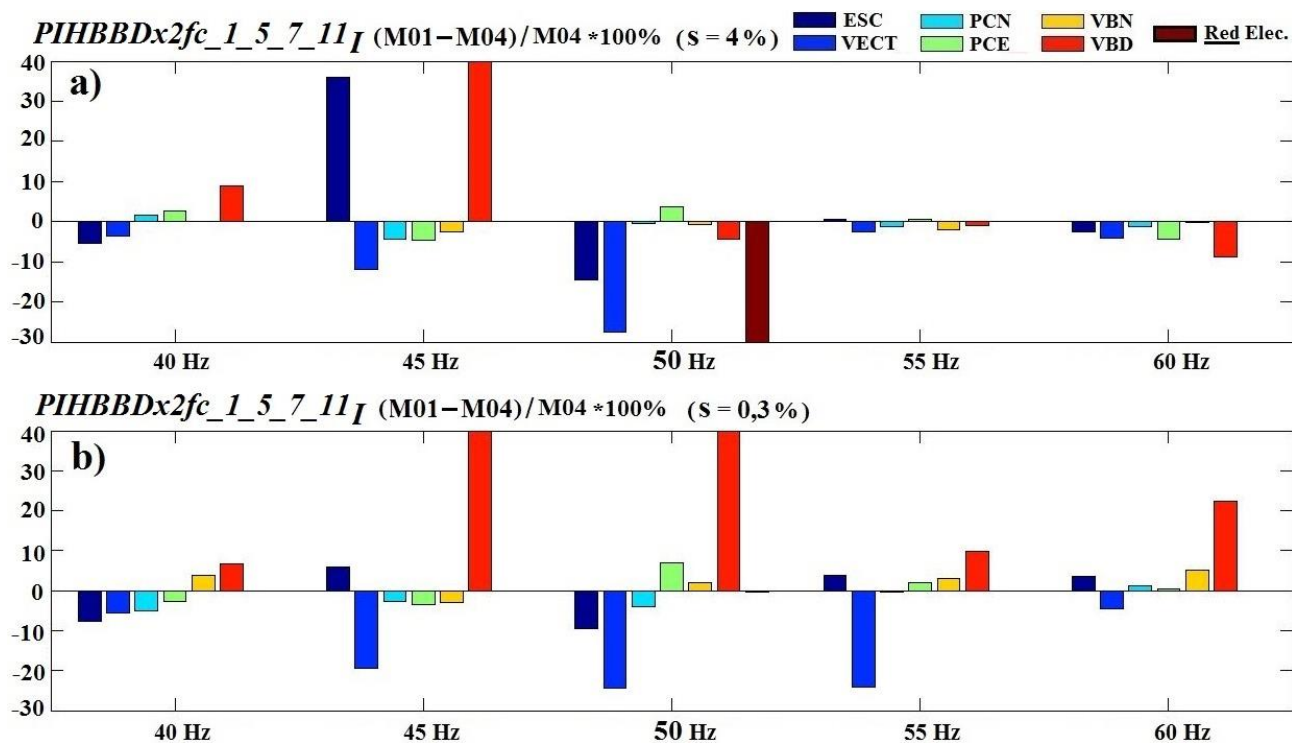


Figura 6.85 Diferencias porcentuales entre las tasas parciales de distorsión interarmónica de intensidad de alta frecuencia $PIHBBD_{x2fc_1_5_7_11_I}$ de los dos motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

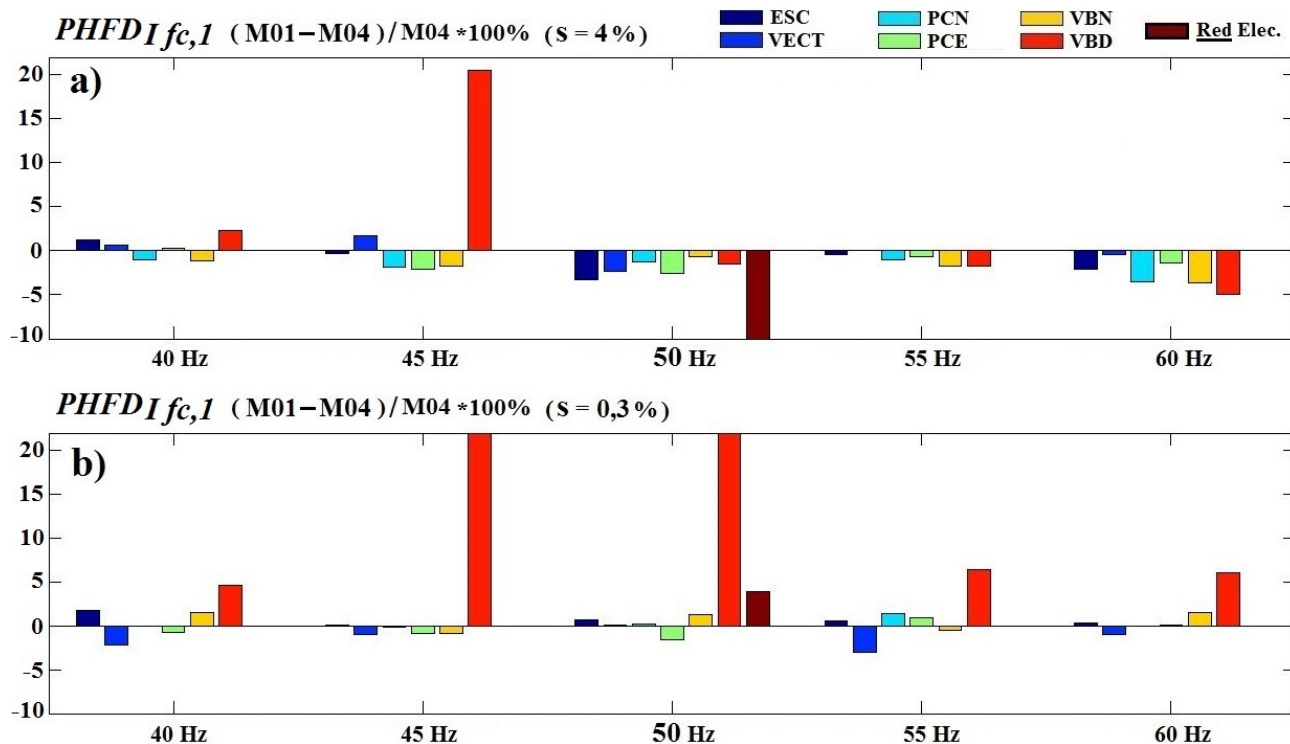


Figura 6.86 Diferencias porcentuales entre las tasas parciales de distorsión armónica de intensidad de alta frecuencia $PHFDI_{fc,1}$ de los motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

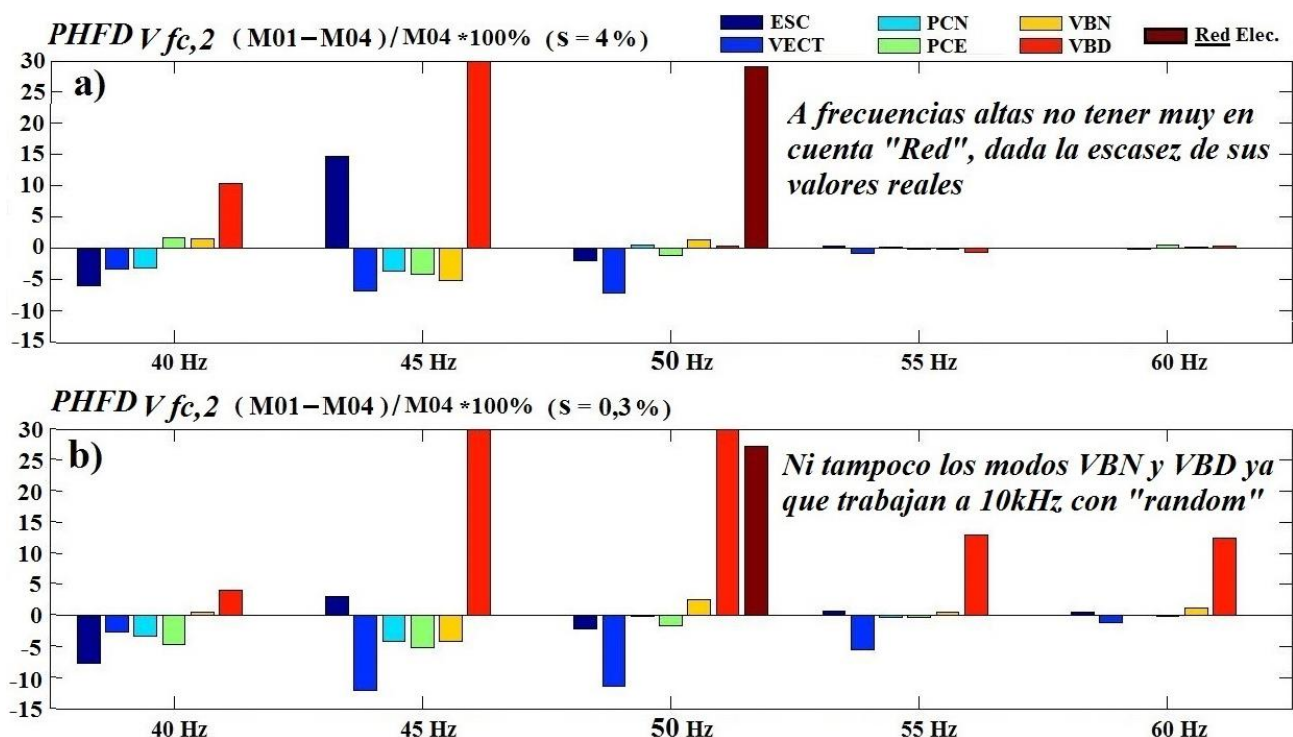


Figura 6.87 Diferencias porcentuales entre las tasas parciales de distorsión armónica de tensión de alta frecuencia $PHFD_V_{fc,2}$ de los motores ensayados, al variar f_1 y la carga (nominal (a) y con baja carga (b)) para todas las alimentaciones utilizadas.

6.3.6.3.- Diferencias entre cada motor usando otros parámetros.

Las tasas parciales de alta frecuencia de los grupos de múltiplos pares de la portadora, ($PHFD_{fc,2}$ y $PHFD_{fc,4}$), sobre todo de tensión, y al menos con control vectorial con alta carga y 50Hz, decrecen en motor roto, lo cual se observa en las gráficas de sus espectros por una reducción principalmente de las barras espectrales medidas en $2fc \pm 1f_1$ en el motor roto respecto al sano (y sobre todo comparando entre 3 y 4 kHz), tal como se aprecia en las figuras 6.88 y 6.89. En dichas figuras se indican con marcas similares las barras espectrales que interesa comparar. Sin embargo, para frecuencias como 60 Hz se mantienen en valores parecidos y apenas cambia el comportamiento en altas frecuencias entre ambos tipos de motor. Esto ya se observó asimismo en la figura 6.87, como un caso particular más dentro de los considerados en dicha figura, que parece repetirse también para otras frecuencias y con baja carga, y sobre todo con control vectorial.

Se ha comprobado también que con el variador de Allen Bradley (único que permite variar la frecuencia de conmutación para un mismo modo de control) y determinadas frecuencias fundamentales de salida y modos de control, influye bastante el valor de la frecuencia de conmutación en las diferencias entre tasas y agrupaciones de los diferentes motores; llegando a cambiar incluso el signo de estas diferencias y mostrando tendencias claras a aumentar o disminuir cuando se varía en un sentido el valor de la frecuencia portadora. Por ejemplo, en las tablas 6.14 y 6.15 se muestran, tanto para intensidad como para tensión, los valores de las diferencias entre algunas de las tasas y parámetros ya utilizados para diferentes frecuencias de salida y modos de control variando en cada tabla únicamente la frecuencia de conmutación.

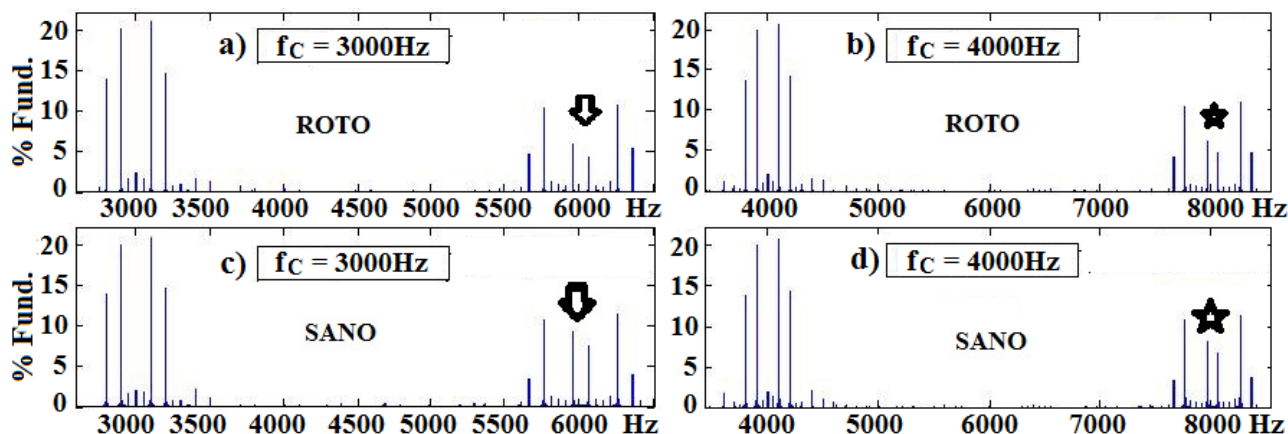


Figura 6.88 Variaciones en el espectro de tensión entre motor roto ((a) y (b)) y sano ((c) y (d)) alrededor del 2º múltiplo de la portadora, para alta carga, 50 Hz, control vectorial y varias frecuencias de conmutación (3 kHz (a) y (c), y 4 kHz (b) y (d)).

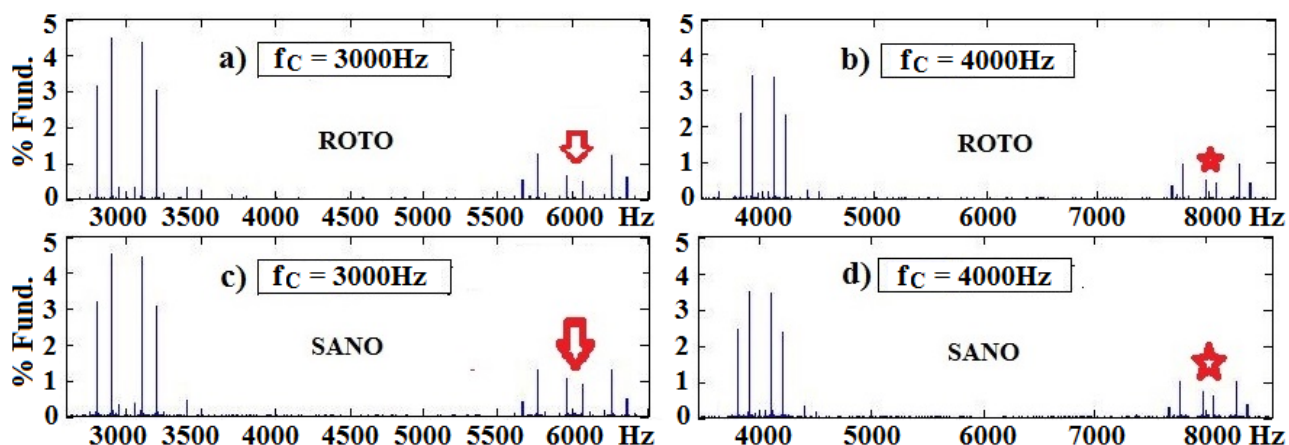


Figura 6.89 Variaciones en el espectro de intensidad entre motor roto ((a) y (b)) y sano ((c) y (d)) alrededor del 2º múltiplo de la portadora, para alta carga, 50 Hz, control vectorial y varias frecuencias de conmutación (3 kHz (a) y (c), y 4 kHz (b) y (d)).

Tabla 6.14 Diferencias entre algunas tasas de intensidad (sup.) y de tensión (inf.) al variar la frecuencia de conmutación, para control escalar, $f_1 = 40$ Hz y 100% carga.

FREC. CONM.	THD_I_LF	TIHDg_I_LF	PHBBD5_7_11	PHBBD5_2_4_6	SgH_3_norm	gH_5_norm
3 kHz	-12,776%	-63,332%	-29,567%	-43,516%	21,997%	-34,510%
4 kHz	-19,539%	-71,783%	-32,164%	-69,173%	22,182%	-36,988%
5 kHz	-39,522%	-80,831%	-32,919%	-81,286%	6,733%	-38,477%

FREC. CONM.	THD_V_LF	TIHDg_V_LF	PHBBD5_7_11	PHBBD5_2_4_6	SgH_3_norm	gH_5_norm
3 kHz	5,295%	6,056%	-26,369%	-5,898%	5,415%	-24,683%
4 kHz	2,624%	-6,092%	-34,882%	-39,465%	2,862%	-2,721%
5 kHz	1,269%	-6,101%	-40,453%	-13,719%	1,714%	10,487%

Tabla 6.15 Diferencias entre algunas tasas de intensidad (sup.) y de tensión (inf.) al variar la frecuencia de conmutación, para control vectorial, $f_1 = 55$ Hz y 100% carga.

FREC. CONM.	THD_I_LF	TIHDg_I_LF	PHBBDS_5_7_11	PHBBDS_2_4_6	SgH_3_norm	gH_5_norm
3 kHz	8,908%	52,862%	8,421%	30,607%	69,792%	9,643%
4 kHz	5,349%	-6,360%	4,841%	11,302%	80,539%	5,796%
5 kHz	3,414%	-19,284%	2,937%	-2,464%	81,605%	3,907%

FREC. CONM.	THD_V_LF	TIHDg_V_LF	PHBBDS_5_7_11	PHBBDS_2_4_6	SgH_3_norm	gH_5_norm
3 kHz	8,518%	-3,628%	7,443%	3,076%	9,686%	9,409%
4 kHz	7,131%	1,261%	4,309%	-2,284%	10,143%	5,975%
5 kHz	6,559%	4,352%	3,323%	-10,500%	10,108%	5,019%

Se van a analizar a continuación otras componentes armónicas que diferencian ambos motores, usando ahora la FFT más clásica, de ventana ancha (10 s., con resolución 0,1 Hz y sin agregaciones ni frecuencias ni temporales).

Para ensayos con red, alta carga y motor roto *M01*, aparecen barras espectrales laterales (a distancias propias de barra de rotor rota, en este caso de unos 4,3 Hz) a los 3er. y 9º armónicos de tensión, tal como se puede ver en la figura 6.90.

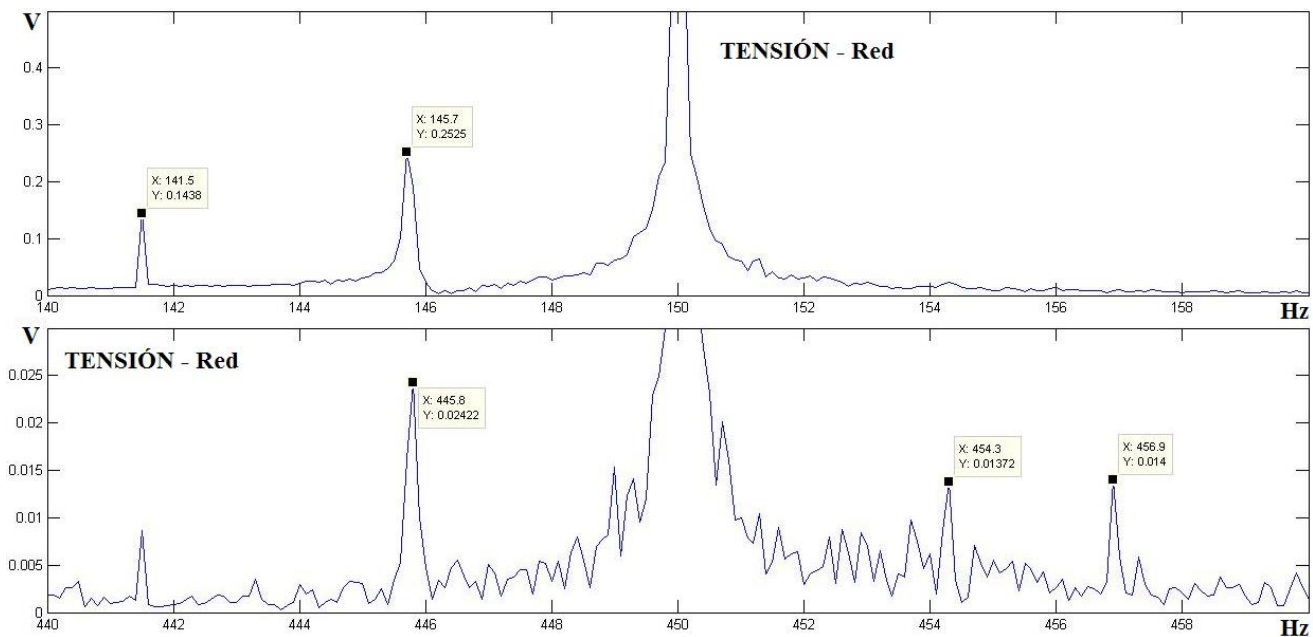


Figura 6.90 Zonas alrededor de los armónicos de tensión 3º (arriba) y 9º (abajo), para ensayo con motor con barra rota *M01* con alta carga y alimentado desde red.

Igualmente para ensayos con red, alta carga y motor con barra rota *M01*, aparecen barras espectrales laterales (a unos 4,3 Hz para un deslizamiento de 4,3%, luego $\pm 2 \cdot s \cdot f$ se cumple a la perfección) a las frecuencias propias de fallo por excentricidad mixta (cuyos principales armónicos, según las ecuaciones vistas en el apartado 4.1, están sobre 26 y 74 Hz, separados ± 24 Hz del armónico fundamental) en el espectro de intensidad (y con alguna repercusión sobre el de tensión de mucho menor valor). Luego se tienen, por excentricidad mixta, interarmónicos en 50 ± 24 Hz ≈ 26 y 74 Hz y luego a su vez, con bastante menor amplitud, las de fallo por barras rotas situadas a $26 \pm 4,3$ Hz y a $74 \pm 4,3$ Hz aproximadamente (además de los inter-armónicos por barras rotas alrededor del fundamental, a $50 \pm 4,3$ Hz). Todo esto se ve reflejado con claridad en la figura 6.91.

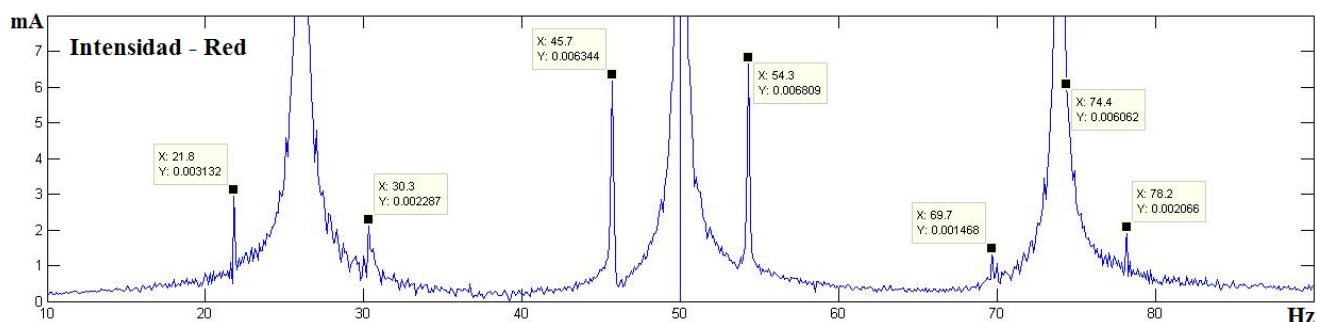


Figura 6.91 Zona alrededor del fundamental de intensidad, para ensayo con motor con barra rota *M01* con alta carga y alimentado desde red.

También aparecen intermodulaciones de estas frecuencias alrededor de otros armónicos, como por ejemplo del 3er. y 5º, dando lugar a frecuencias por excentricidad mixta en 150 ± 24 Hz ≈ 126 y 174 Hz (y en 250 ± 24 Hz ≈ 226 y 274 Hz, de mucho menor amplitud); y luego a su vez, con bastante menor amplitud, las de fallo por barras rotas situadas a $126 \pm 4,3$ Hz y a $174 \pm 4,3$ Hz aproximadamente, tal como se aprecia en la figura 6.92.

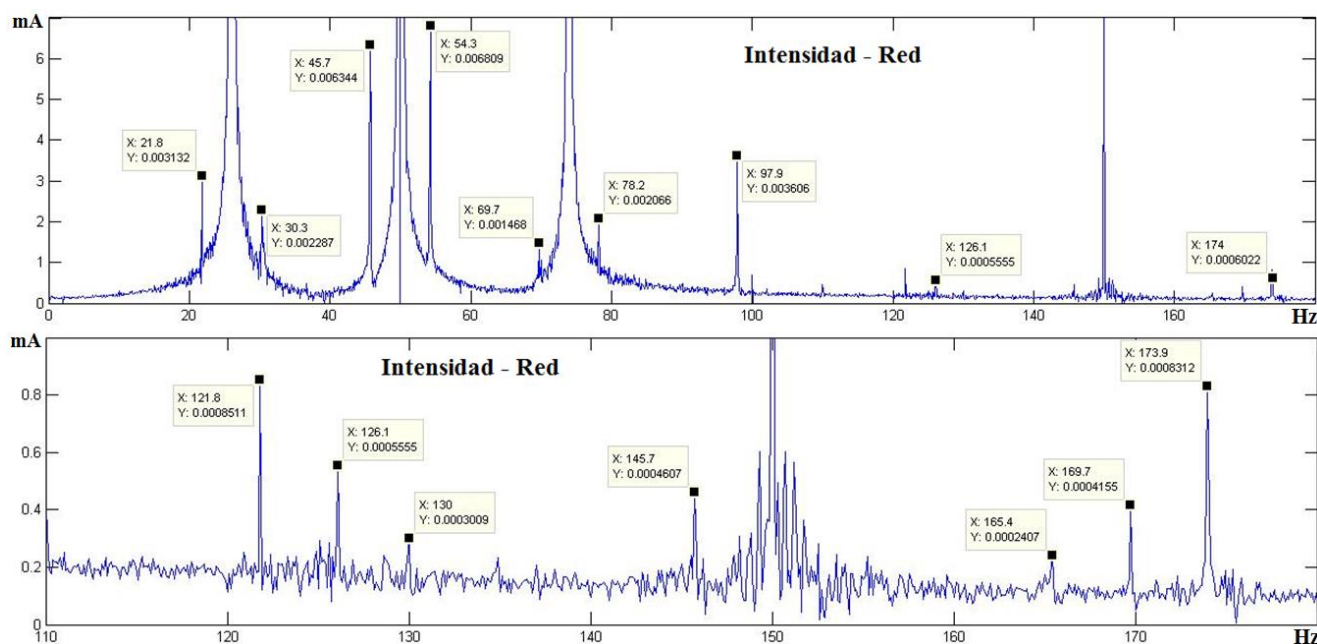


Figura 6.92 Zona alrededor del fundamental y del armónico 3 de intensidad (abajo ampliado), para ensayo con motor con barra rota *M01* con alta carga y alimentado desde red.

Analizando ensayos con variador, también es posible encontrar barras espectrales laterales (por barra de rotor rota, ahora a unos ± 3 Hz ya que cambió el deslizamiento en el ensayo analizado) al 3er. armónico de tensión y en bastante menor medida al 9º, (véase figura 6.93).

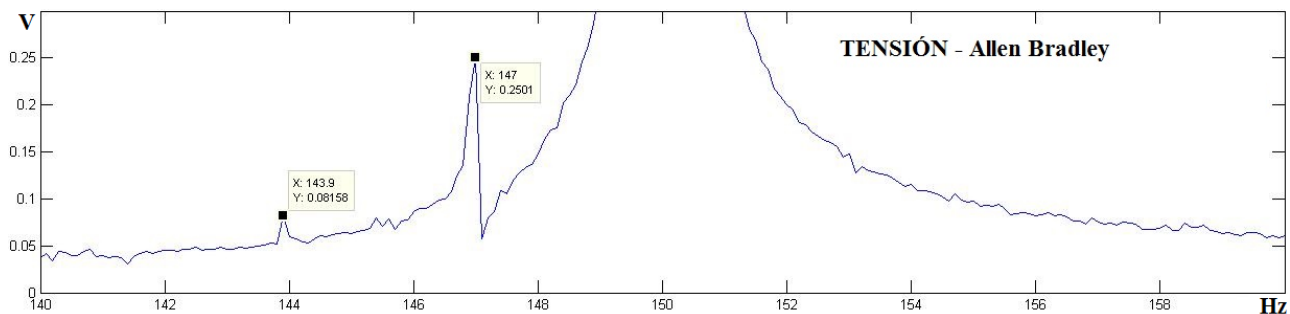


Figura 6.93 Zona alrededor del armónico 3 de tensión, para ensayo con motor con barra rota M01 con alta carga y alimentado desde variador Allen Bradley en modo escalar.

Y en la parte baja del espectro de intensidad alimentando desde variador también aparecen los interarmónicos por excentricidad mixta y las intermodulaciones por barra rota, en menor proporción que con ensayos desde red, (véase figura 6.94).

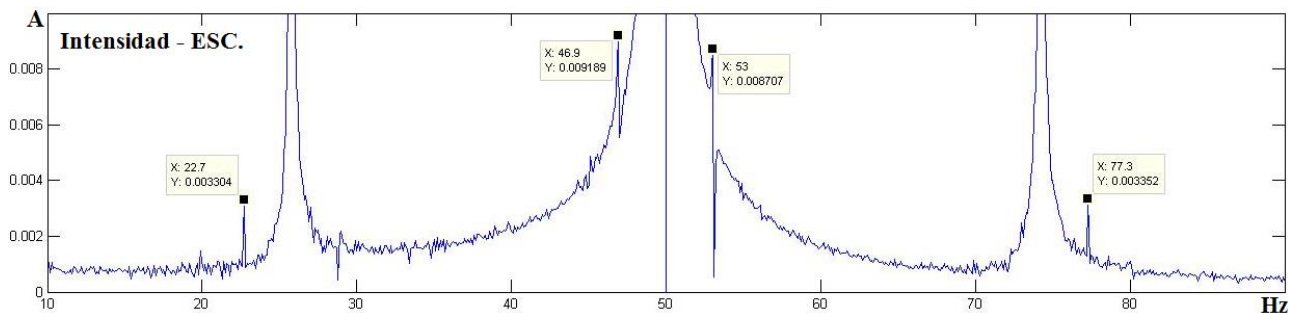


Figura 6.94 Zona alrededor del fundamental de intensidad, para ensayo con motor con barra rota M01 con alta carga y excitado desde variador Allen Bradley en modo escalar.

Así como las intermodulaciones de los anteriores con otros armónicos, como el 3º, algunas de mayor magnitud que con los ensayos desde red, como se observa en la figura 6.95.

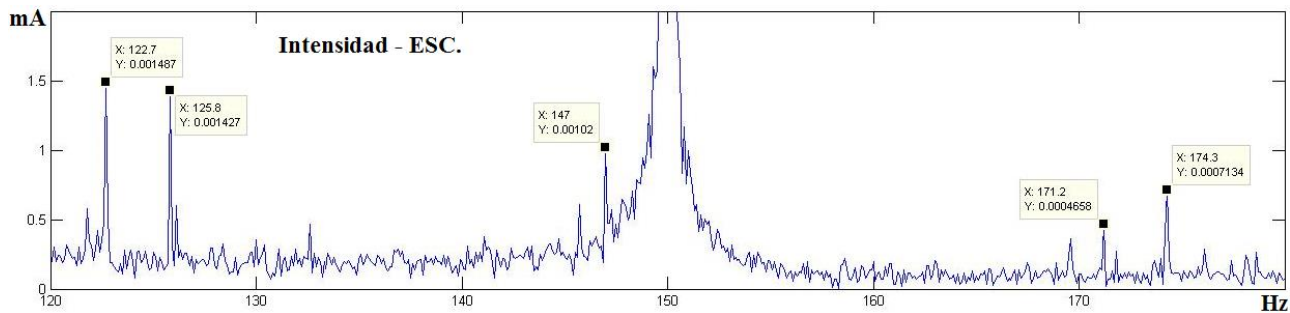


Figura 6.95 Zona alrededor del armónico 3 de intensidad, para ensayo con motor con barra rota M01 con alta carga y excitado desde variador Allen Bradley en modo escalar.

Y si se observa en la parte alta del espectro, para ensayos con variador, también es posible encontrar intermodulaciones de estas frecuencias por excentricidad mixta (en su origen en banda base de bastante mayor amplitud que las de fallo por barras rotas, por lo que aparecen más claramente cuando intermodulan con los armónicos de otras zonas), como en el ejemplo de la figura 6.96 alrededor de f_c+f_1 y de f_c+3f_1 , con $f_c = 3$ kHz y $f_1 = 50$ Hz.

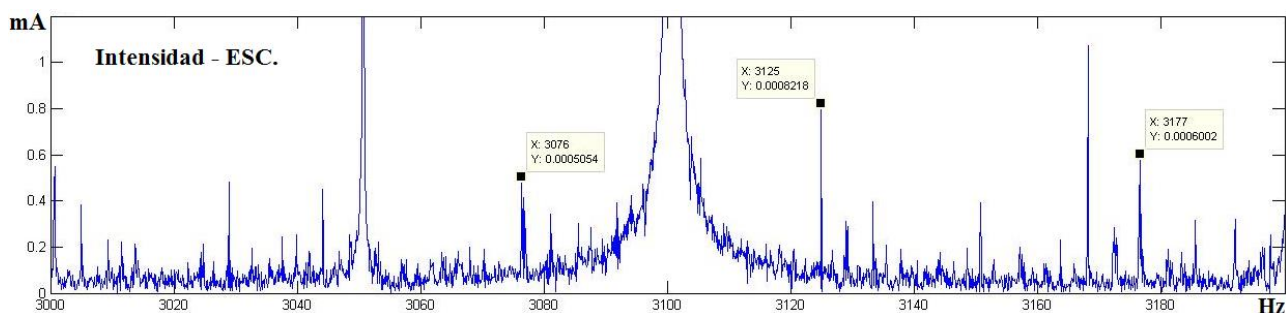


Figura 6.96 Zonas alrededor del 1er. múltiplo de la frecuencia de conmutación, de intensidad, para ensayo con motor con barra rota con alta carga y excitado desde variador Allen Bradley.

Estas réplicas de las frecuencias por excentricidad mixta, situadas en la parte alta del espectro, son mayores para motor sano que para roto, tal como ocurría con las de banda base.

Y por último, alimentando desde variador también es posible encontrar bandas laterales por barras rotas alrededor de otros armónicos de banda base, como son el 5º o el 7º (casi inapreciables en este último caso), tal como se observa en la figura 6.97.

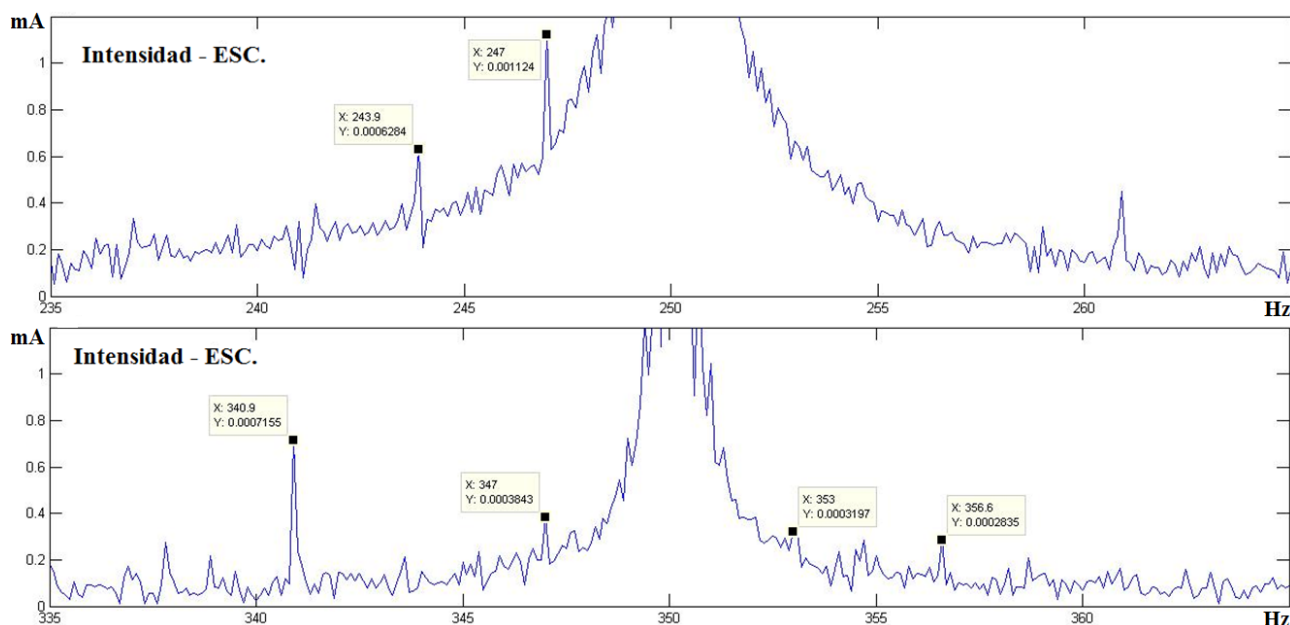


Figura 6.97 Zonas alrededor de los armónicos de intensidad 5º (arriba) y 7º (abajo), para ensayo con motor con barra rota con alta carga y alimentado desde variador Allen Bradley.

6.4.- Resumen de resultados del capítulo.

En este capítulo se han caracterizado empíricamente varios convertidores de frecuencia comerciales que, junto con la red, alimentan sendos motores de inducción con diferentes tipos de fallos, en base al contenido armónico de la energía suministrada. Para ello se ha realizado un plan de ensayos, diseñado para extraer la máxima información armónica de los dispositivos analizados, y cuyos resultados se han expuesto en este capítulo. En todos los ensayos se ha utilizado el sistema de medida y procesamiento de datos, basado en la normativa y adaptado a las características de las señales de salida de los variadores de frecuencia, desarrollado en esta tesis y definido en el anterior capítulo.

Los resultados hallados se han mostrado primero según el tipo de fuente ensayada, comenzando por la red y siguiendo por los variadores, presentando los valores de las agrupaciones armónicas e interarmónicas individuales en sucesivos diagramas espectrales. Después se han expuesto las tasas de distorsión obtenidas, analizando su dependencia entre ellas y con los parámetros variables usados en los ensayos (frecuencias de conmutación y fundamental de salida, tipo de control y de variador, motor y nivel de carga conectada); finalizando con una comparación de todas las tasas obtenidas para las distintas fuentes de alimentación.

También se han analizado las diferencias entre las agrupaciones y tasas halladas en los ensayos con dos motores con diferentes estados de funcionamiento, uno sano con algo de excentricidad y otro con una barra de rotor rota, y se ha determinado cuáles de estas diferencias aportan información relevante de cara a la detección de fallos en el motor.

Al tratarse de un capítulo extenso y con resultados experimentales relacionados con el resto de capítulos de la tesis, este resumen del capítulo se va a dividir en varios bloques de resultados, según el punto de vista del análisis de los mismos.

Descripción general de los espectros obtenidos.

Se han usado siempre ventanas de muestreo sincronizadas con el fundamental de unos 0,2 s, o sea barras espectrales separadas 5 Hz, por lo que sólo ha cambiado la forma de agruparlas en frecuencia para obtener las correspondientes tasas y agrupaciones armónicas e interarmónicas, ya que en el tiempo se han usado siempre agregaciones de 9,2 s, tal como se describió en los capítulos 2 y 5. Aunque se han calculado todas las agrupaciones y tasas que se definieron en el anterior capítulo a partir de las medidas de todos los ensayos (ver Anexos I y II), en este capítulo 6 sólo se han mostrado los resultados de aquéllas normalizadas entre el fundamental. Esto se debe a que, para poder comparar en igualdad de condiciones las medidas entre motor sano y motor con barra rota se ha preferido usar únicamente las tasas y grupos normalizados usando el armónico principal, sin bandas adyacentes que pudieran confundirse con las debidas al fallo del motor. Además, los resultados obtenidos al normalizar entre los diferentes posibles valores (fundamental, subgrupo fundamental, grupo fundamental o valor eficaz total) han sido similares. Todo ello ha motivado la simplificación en el número de tasas inicialmente definido en el capítulo 5, para el caso de los ensayos realizados en esta tesis usando variadores de pequeña potencia y trabajando en el estacionario.

De la observación de los espectros correspondientes a las zonas de altas frecuencias de los variadores ensayados, y de su comparación con las descritas en el capítulo 4, se han podido

deducir en esta tesis las diferentes formas de modular usadas por los mismos, ya que esta información no aparece en la documentación técnica proporcionada por los fabricantes.

Con el control vectorial del variador de Allen Bradley, pese a que los contenidos armónicos no se han diferenciado mucho de los obtenidos con el control escalar, sin embargo el consumo ha sido menor que con el control escalar, para un mismo deslizamiento y par de frenado. El control vectorial no implica que la modulación sea vectorial espacial SV-PWM; puede ser el mismo tipo de modulación PWM que con control escalar (una cosa es el control vectorial del par y velocidad y otra la modulación vectorial). El análisis de la parte alta de ambos espectros (de intensidad y de tensión, y tanto con control escalar como vectorial) permite deducir que el variador *PowerFlex* de *Allen Bradley* podría utilizar una modulación similar a la PWM-senoidal (con portadora triangular y moduladora senoidal) con muestreo natural o bien regular asimétrico (por la anulación de las bandas impares múltiplo de 3 alrededor de los múltiplos pares de la portadora), aunque también podría estar usando modulación espacial vectorial, que ya se vio en el capítulo 4 que mostraba un espectro similar. Queda descartado que pueda ser un variador cuyo inversor use modulación con control en lazo cerrado con histéresis, y tampoco con modulación aleatoria o *random*, cuyos espectros serían mucho más dispersos e impredecibles en su parte alta, como ocurre con los obtenidos con el variador Altivar.

Las zonas de bajas frecuencias de los espectros obtenidos con los tipos de modulaciones en lazo cerrado (usadas en los modos en par constante) y de tipo portadora aleatoria (modos en par variable) del variador Altivar, son similares a las obtenidas con el variador de Allen Bradley que usa modulación PWM convencional (tanto en su modo escalar como vectorial de funcionamiento). No obstante, existe un nivel de «césped» o ruido mayor motivado por las modulaciones del Altivar, que quizá influya en las mayores tasas por interarmónicos en bajas frecuencias *TIHDg_y_LF* (sobre todo con tensión e intensidad a baja carga) que se dan en este variador, y que aumentan con la frecuencia fundamental de salida, (no obstante, la mayor tasa interarmónica de intensidad se ha producido alimentando desde red con alta carga). En cambio, los mayores valores en las tasas armónicas de tensión y de corriente en la zona de bajas frecuencias (*THD_y_LF*) las ha producido el variador de Allen Bradley (usando modulación PWM), para frecuencias fundamentales de salida también por encima del valor nominal.

Pero la mayor diferencia entre los espectros hallados para los variadores ensayados está en las zonas de altas frecuencias, relacionadas con las intermodulaciones entre la frecuencia portadora f_c y la moduladora f_l que producen componentes situadas simétricamente alrededor de los múltiplos de la frecuencia de conmutación en todos los casos. Estas componentes son pocas y con posiciones muy definidas, a distancias múltiplos de la frecuencia fundamental respecto a los múltiplos de f_c , para la modulación PWM; mientras que con las modulaciones del Altivar son muchas componentes, de menores amplitudes y localizadas de una forma más dispersa, sobre todo para la modulación con portadora aleatoria. Al realizar la agregación frecuencial, la tasa de distorsión total para altas frecuencias, *TH&IHDg_Y_HF*, alcanza valores considerables también para las modulaciones en lazo cerrado y con portadora aleatoria del Altivar, ya que, aunque las amplitudes de sus componentes frecuenciales sean menores, éstas están más repartidas a lo ancho del espectro, de modo que suman energías totales parecidas. Por ello, en la zona de altas frecuencias, las componentes totales armónicas e interarmónicas medidas por tasas como *TH&IHD_y_HF* no se diferencian mucho entre dos de las modulaciones ensayadas con estos variadores (PWM y lazo cerrado), siendo diferentes las de la modulación con portadora aleatoria para par variable (especialmente el modo *VBD*).

Los contenidos armónicos porcentuales normalizados (y también absolutos) en la zona de altas frecuencias de tensión son bastante mayores que los de intensidad, (excepto con alimentación desde red, cuya zona de altas frecuencias presenta escasos valores). En el conjunto del espectro la corriente tiene menor distorsión que la tensión, debido al filtrado de las altas frecuencias de intensidad realizado por el propio motor. La parte alta de todos los espectros de intensidad decrece más rápidamente con la frecuencia que los de tensión, por el efecto inductivo de filtrado del motor.

El índice de distorsión Fundamental Factor (*F.F.*) es un factor de mérito que mide la calidad de la señal hallando el porcentaje del fundamental respecto al valor eficaz total, y que es por ello inversamente proporcional al contenido armónico total de la señal. Para las fuentes de alimentación ensayadas, este índice es claramente superior para las señales de tensión de red respecto a todas las demás señales. Y dentro de los variadores, es mejor para intensidad, indicando de este modo la peor calidad de la señal de tensión de los variadores. El *F.F.* es algo mejor para intensidad trabajando con baja carga y para tensión con alta carga.

Análisis de la evolución de armónicos y barras espectrales individuales.

En la zona de bajas frecuencias, se observa que para frecuencias mayores o iguales a la nominal (50, 55 y 60 Hz) se produce una disminución del 3er. armónico, de mayor valor en el espectro de tensión, y un fuerte aumento de los armónicos 5, 7, 11 y 13. Esto indica el posible uso de sobremodulación, frente a otras posibles técnicas para incrementar la tensión de salida cuando se trabaja con frecuencias superiores a la nominal, con el consiguiente aumento de estos armónicos impares de baja frecuencia, tal como se expuso en el capítulo 4. Esto sucede tanto en tensión como en intensidad, y de forma muy parecida en el variador de Allen Bradley y en todos los modos de control del Altivar. El modo de control de par constante especial *PCE* del Altivar, igual que ocurre con el control vectorial del variador de Allen Bradley, presenta escasa amplitud en los 5, 7 y 11 armónicos para 50 Hz, creciendo ésta justo a partir de este valor.

Respecto a la zona de altas frecuencias, con el variador de Allen Bradley, las magnitudes de las bandas laterales de frecuencias alrededor del segundo múltiplo de la portadora son menores a las del primero, ya que la frecuencia del fundamental de salida es de 50 Hz y, como se vio en el apartado 4.2, para frecuencias fundamentales mayores a unos 35 Hz, se obtenían mayores bandas laterales en el primer múltiplo de f_c . También se observa que las bandas laterales al primer múltiplo de f_c son las de valores pares del fundamental, (como por ejemplo $f_c \pm 2f_1$, $f_c \pm 4f_1$); y las situadas alrededor del segundo múltiplo de f_c son las de valores impares y no múltiplos de 3 del fundamental, ($2f_c \pm 1f_1$, $2f_c \pm 5f_1$). Para los subsiguientes múltiplos más altos de la portadora, sus bandas laterales van disminuyendo en amplitud, aplanándose en sus bandas más centrales y con un relativamente grande crecimiento de las más alejadas de $n \cdot f_c$, dando la sensación de que se van expandiendo, aunque con una amplitud cada vez más imperceptible. Esto último se aprecia mejor en el espectro de tensión.

También en la zona de altas frecuencias, y con el variador de Allen Bradley, se observa cómo al aumentar la frecuencia fundamental tienden a aumentar las amplitudes de las bandas laterales alrededor de múltiplos de la portadora ($1f_c \pm 2f_1$, $1f_c \pm 4f_1$, $2f_c \pm 7f_1$), y a reducirse en otros ($2f_c \pm 1f_1$), tanto en intensidad como en tensión, y en ambos modos de funcionamiento, escalar y vectorial, del variador de Allen Bradley. Esto sucede de forma

similar con las modulaciones utilizadas por el variador Altivar, afectando a determinadas barras espectrales entre la gran diversidad de las producidas por este variador. En todos los casos se produce además un ensanchamiento de los grupos de componentes interarmónicas alrededor de cada múltiplo de la frecuencia de conmutación, motivado por el aumento de la frecuencia fundamental que es la que determina la distancia entre estas componentes.

Análisis de las tasas de distorsión en función de las básicas y de su contenido armónico e interarmónico.

Mediante la observación de los espectros obtenidos para los ensayos con cada una de las fuentes de alimentación usadas para excitar el motor, se ha apreciado cierta independencia en las medidas de tres grandes grupos de frecuencias: armónicos de la parte baja, interarmónicos en la misma zona de bajas frecuencias, y armónicos e interarmónicos mezclados ambos en la zona de altas frecuencias. Las tasas THD_{y_LF} , $TIHDg_{y_LF}$ y $TH&IHDg_{y_HF}$ miden la distorsión causada por estos tres tipos de frecuencias, respectivamente. El resto de tasas de distorsión se pueden expresar en función de estas tres tasas básicas, por lo que las primeras son dependientes de estas últimas. En el capítulo 6 se ha analizado la composición y relación de tasas como las $TH&IHDg_{y_LF}$, $TIHDg_{y_LF&HF}$ y $TH&IHDg_{y_LF&HF}$ respecto a las tres básicas, así como la evolución de los valores de todas ellas en función de las frecuencias de salida, de conmutación y niveles de carga, para todas las fuentes de alimentación, variadores y red, ensayadas.

La tasa total en bajas frecuencias para intensidad, $TH&IHDg_{I_LF}$, presenta un reparto más igualado entre armónicos (THD_{I_LF}) e interarmónicos ($TIHDg_{I_LF}$) en todos los variadores y modos de control que las equivalentes en tensión en las que en general predominan más los armónicos que los interarmónicos (sobre todo en el caso del variador de Allen Bradley, no siendo siempre así para los modos en par variable del Altivar). En la zona de bajas frecuencias influyen los interarmónicos de intensidad debidos a la excentricidad del motor, mucho mayores con cargas o deslizamientos altos, como se aprecia en las tasas que miden interarmónicos como la $TIHDg_{I_LF}$.

La tasa de armónicos e interarmónicos de intensidad para altas frecuencias $TH&IHDg_{I_HF}$ supera moderadamente a la debida a bajas frecuencias $TIHDg_{I_LF}$, por lo que se convierte en la componente principal de la tasa total $TIHDg_{I_LF&HF}$. Las mayores componentes interarmónicas de tensión se dan siempre en las zonas de altas frecuencias, siendo por ello siempre mucho mayor la tasa $TH&IHDg_{V_HF}$ que la $TIHDg_{V_LF}$, y resultando que la tasa total $TIHDg_{V_LF&HF}$ es similar y ligeramente superior a la tasa básica de sólo altas frecuencias, $TH&IHDg_{V_HF}$, para todos los variadores estudiados. Además, estas tasas que miden componentes interarmónicas de tensión para altas frecuencias, en las que realmente no se hace distinción entre armónicos e interarmónicos, son muy superiores en valores porcentuales al resto de tasas tanto de tensión como de intensidad, con valores mayores en muchos casos al 60 % del armónico fundamental.

En todos los casos, para frecuencias de salida por debajo de 50 Hz, la componente de distorsión total de intensidad $TH&IHDg_{I_LF&HF}$ predominante es la debida a altas frecuencias ($TH&IHDg_{I_HF}$), sobre todo para baja carga. En el caso de la tensión, es aún más predominante la componente de altas frecuencias ($TH&IHDg_{V_HF}$) dentro de la tasa total ($TH&IHDg_{V_LF&HF}$).

El contenido armónico con alimentación desde la red es mucho menor en la zona de altas frecuencias, y en bajas frecuencias destacan los armónicos de tensión y los interarmónicos de intensidad frente al resto del contenido espectral. Esta última afirmación también puede extenderse a prácticamente el resto de las alimentaciones estudiadas, con la diferencia de un mayor contenido armónico en altas frecuencias a la salida de los variadores, sobre todo en el caso de tensión, tal como se resume, muy a groso modo, en la tabla 6.16. Quizá por ello, los contenidos armónicos que mejor distinguen los motores ensayados son los relacionados con los interarmónicos de intensidad y con los armónicos de tensión, de bajas frecuencias en ambos casos, y mejor con alta carga al menos para el caso de intensidad.

Tabla 6.16 Resumen estimativo global de valores de armónicos e interarmónicos.

	Intensidad		Voltaje	
	ARMÓNICOS	INTERARMÓNICOS	ARMÓNICOS	INTERARMÓNICOS
LF	moderados-bajos	$< \approx$ moderados ($<$ para red)	moderados	$> \approx$ moderados-bajos ($>>$ para red $\downarrow\downarrow$)
HF	Valores moderados ($\downarrow\downarrow$ para red)		Valores muy Altos ($\downarrow\downarrow\downarrow$ para red)	

Evolución de las tasas con las frecuencias de conmutación, fundamental y la carga.

Al incrementar la frecuencia de conmutación (con el variador de Allen Bradley) se obtienen menores amplitudes en general de las bandas situadas alrededor de los múltiplos de la portadora, con menores contenidos armónicos en todos los grupos (especialmente en el primer y segundo múltiplo de f_C del espectro de intensidad). La parte baja del espectro no se ve apenas afectada por el valor concreto de la frecuencia de conmutación, tanto en tensión como en intensidad. En la parte alta donde más afecta el valor de f_C es en el espectro de intensidad y en mucha menor proporción en el de tensión. Se reduce la tasa de distorsión con contenido armónico de alta frecuencia, $TH&IHD_I_HF$, a medida que se aumenta la frecuencia de conmutación. Por tanto, la única de las tres tasas independientes o básicas, THD_y_LF , $TIHD_y_LF$ y $TH&IHD_y_HF$, en la que influye de manera destacable el valor de la frecuencia de conmutación es la tasa de distorsión armónica e interarmónica total de intensidad para altas frecuencias, $TH&IHD_I_HF$ (que disminuye al aumentar la frecuencia de conmutación).

En todos los variadores, en la zona de bajas frecuencias, hay una tendencia a aumentar las tasas de armónicos THD_I_LF y de interarmónicos $TIHDg_I_LF$ de intensidad con la frecuencia fundamental, siendo más fuerte esta tendencia a partir de los 50 Hz; aunque el variador de Altivar, en sus modos de par variable, tiene un comportamiento más irregular. Por debajo de 50 Hz, hay un predominio de componentes interarmónicas frente a armónicas, sobre todo con alta carga. La tasa total $TH&IHDg_I_LF$ se aproxima más a la componente mayoritaria de cada caso concreto, bien sea a la tasa THD_I_LF ó a la $TIHDg_I_LF$.

Los interarmónicos de tensión del variador Altivar en bajas frecuencias, $TIHD_V_LF$, crecen con el valor de la frecuencia fundamental, debido seguramente a que, con el aumento de f_l , se expanden los interarmónicos procedentes de la parte alta del espectro y además se

amplía el rango de frecuencias abarcado en la parte baja. En cambio, con el variador de Allen Bradley se obtienen valores inferiores de $TIHD_V_LF$ y con tendencia a disminuir con la frecuencia del fundamental. Los armónicos de tensión en bajas frecuencias, THD_V_LF , en todos los variadores ensayados crecen ligeramente con la frecuencia fundamental hasta llegar a su valor nominal y decrecen levemente a partir de ese valor.

Las mayores tasas de distorsión armónica e interarmónica a altas frecuencias, $TH_IHDg_y_HF$, se consiguen con valores en general bajos de la carga y, dentro de todos los variadores, en el Altivar en el modo VBD de par variable. Existe una tendencia, en todos los variadores, a disminuir los contenidos interarmónicos de alta frecuencia de tensión $TH&IHDg_V_HF$ conforme aumenta la frecuencia fundamental, sobre todo entre 40 y 50 Hz, estabilizándose después sus valores. Si se observan las tasas de intensidad de los variadores Allen Bradley y Altivar en modos de par constante se aprecia que la distorsión total debida a componentes de frecuencia altas ($TH&IHDg_I_HF$) se mantiene más estable al variar la frecuencia fundamental de salida f_l , con alta carga, mientras que aumenta ligeramente con f_l para baja carga. Ello da lugar a que las variaciones de la tasa total $TH&IHDg_I_LF&HF$ se deban sobre todo a la componente de bajas frecuencias ($TH&IHDg_I_LF$), ya que la de altas es más constante.

En general, las mayores tasas totales de distorsión de intensidad $TH&IHDg_I_LF&HF$ se dan para frecuencias fundamentales de salida por encima de la nominal de 50 Hz, especialmente para 60 Hz con baja carga (con red, en cambio, es para alta carga). La distorsión total $TH&IHDg_V_LF&HF$ de tensión, es algo mayor con baja carga y tiende a disminuir con la frecuencia de salida, manteniéndose a partir de 50 Hz, debido a que así se comporta su componente predominante $TH&IHDg_V_HF$ por altas frecuencias. La menor tasa total de distorsión de tensión es, con diferencia, la de alimentación directa desde red eléctrica. Las mayores tasas totales de distorsión de tensión se obtienen para bajas frecuencias fundamentales de salida y sobre todo con los modos de par variable del Altivar.

Conclusiones finales sobre la caracterización de los variadores.

El comportamiento con más diferencias respecto al resto de fuentes de alimentación estudiadas ha sido siempre el de alimentación directa desde red, con apenas contenido armónico de altas frecuencias ni interarmónicos de tensión; y el más irregular ha resultado ser el del variador Altivar en modo de par variable VBD con baja carga, diferenciándose bastante incluso de su otro submodo VBN , también de par variable. En cambio, con alta carga, ambos submodos en par variable han tenido comportamientos idénticos en todas las tasas estudiadas, tanto para corriente como para tensión. Quizá esto se deba a que la diferencia entre ambos tipos de control, VBN y VBD , se dé precisamente con cargas pequeñas (tal como se podía prever, ya que el submodo VBD está especialmente concebido para par variable con precisamente baja carga).

La frecuencia de salida de los variadores ha influido de forma notable en las tasas por armónicos e interarmónicos en la zona de bajas frecuencias de intensidad (THD_I_LF y $TIHDg_I_LF$), y más en los interarmónicos ($TIHDg_V_LF$) que en los armónicos de tensión de la misma zona. En la amplia zona de altas frecuencias donde más ha influido el valor de la frecuencia fundamental ha sido en la tasa por armónicos e interarmónicos de tensión ($TH&IHDg_V_HF$), con una influencia menor en la tasa de intensidad.

La variación de la carga ha influido sobre todo en las tasas por interarmónicos en la zona de bajas frecuencias de intensidad ($TIHDg_I_LF$), siendo mayor para carga alta, con un gran incremento para el caso de alimentación directa desde red (y más en el motor sano $M04$, debido seguramente a las frecuencias de fallo por excentricidad mixta). El modo para par variable VBD del Altivar es al que más le ha influido el valor de la carga en el resto de los casos, especialmente para altas frecuencias (tasa $TH&IHDg_y_HF$) y para armónicos de tensión en baja frecuencia (THD_V_LF).

El valor concreto de la frecuencia de conmutación (aplicable sólo al variador de Allen Bradley) ya se vio que influía de forma apreciable en la tasa armónica e interarmónica de intensidad en la zona de altas frecuencias ($TH&IHDg_I_HF$), disminuyendo para frecuencias altas de conmutación.

En los párrafos anteriores se ha hecho un resumen en el que se han considerado sólo las tres tasas básicas e independientes (THD_y_LF , $TIHDg_y_LF$, $TH&IHDg_y_HF$). La influencia sobre las tasas compuestas o dependientes de las anteriores ($TH&IHDg_y_LF$, $TIHD_y_LF&HF$, $TH&IHDg_LF&HF$) se puede extrapolar y ya ha sido detallada a lo largo de este capítulo. La diferencia entre los resultados obtenidos cuando la carga ha sido un motor sano ($M04$) o un motor con barra rota ($M01$) se sintetiza en el último punto de este apartado.

En la tabla 6.17 se resumen las tendencias generales observadas para las tasas básicas más representativas al variar la frecuencia de conmutación f_c , la carga y la frecuencia fundamental de salida f_l de ambos convertidores ensayados. Hay que destacar que una de las aportaciones novedosas de esta tesis es este estudio exhaustivo de la calidad de la energía que entregan los convertidores.

Tabla 6.17 Evolución general de las tasas básicas de distorsión al variar las frecuencias de conmutación f_c , fundamental f_l y la carga o deslizamiento s , en los variadores ensayados.

	THD_I_LF	THD_V_LF	$TIHDg_I_LF$	$TIHDg_V_LF$	$TH&IHDg_I_HF$	$TH&IHDg_V_HF$
$\uparrow f_c \Rightarrow$	\leftrightarrow	\leftrightarrow	\leftrightarrow o \downarrow	\leftrightarrow ó \uparrow	$\downarrow\downarrow$	\leftrightarrow o \downarrow
$\uparrow s \Rightarrow$	\leftrightarrow (\downarrow a 60Hz)	\downarrow	\uparrow	\leftrightarrow	\downarrow ($\downarrow\downarrow$ @ 50÷60Hz)	\downarrow @ 40÷50Hz
$\uparrow f_l \Rightarrow$	$\uparrow\uparrow$ @ 50÷60Hz	\uparrow 40÷50Hz \downarrow 55÷60Hz	\uparrow	\downarrow Allen Brad. $\uparrow\uparrow$ Altivar (*)	\leftrightarrow \uparrow @ $\downarrow s$ 50÷60Hz	$\downarrow\downarrow$ (@ 40÷50Hz)

(*) Con el variador Altivar y sobre todo en los modos de par variable y bajo ruido, se mide parte del primer subgrupo de interarmónicos (provocados por la modulación aleatoria) alrededor de 2 kHz mezclado con los armónicos e interarmónicos de la zona de bajas frecuencias, sobre todo cuando, al aumentar el fundamental también aumenta el límite $40f_l$ que diferencia las tasas LF de las HF. Esto provoca que la tasa $TIHD_y_LF$ (sobre todo de tensión, por ser la componente de mayor valor en altas frecuencias) aumente al hacerlo el fundamental, ya que abarca gran parte de este primer subgrupo alrededor de 2 kHz (con 40 Hz se miden tasas LF hasta 1600 Hz, con 60 Hz ya se alcanzan hasta los 2400 Hz). Además, a medida que se aumenta la frecuencia fundamental de salida, los interarmónicos se van expandiendo a lo ancho, debido a que, con mayor fundamental, también aumenta la distancia de sus múltiplos respecto a las frecuencias centrales múltiplos de la de conmutación. En altas frecuencias, a tasas como la $TH&IHD_y_HF$ les ocurre lo contrario: cuanto mayor es el fundamental, menor rango de frecuencias abarcan.

Diferencias entre las tasas y agrupaciones para motores sano y roto.

Donde más diferencias se observan entre los motores sano *M04* y con barra rota *M01* es con alta carga y para frecuencias fundamentales de salida menores o iguales a la nominal de 50 Hz, en la zona de bajas frecuencias, y más aún con intensidad, siendo por ello la tasa que mide únicamente interarmónicos *TIHD_I_LF* con la que mejor se aprecia la diferencia entre los dos motores, así como con aquellas otras tasas que contengan a la anterior (*TIHDg_I_LF&HF*, *TH&IHD_I_LF*, y *TH&IHD_I_LF&HF*, o incluso otras definidas en la normativa como la tasa de distorsión de grupo *THDG_I_LF* o también índices de distorsión de forma de onda como los *TNHDF* y *TDC*). Todas estas tasas presentan valores más altos en el motor con excentricidad. Pero también se aprecian diferencias, en este caso con mayores valores para el motor con barra rota, con las tasas de armónicos de tensión *THD_V_LF*, sobre todo para frecuencias menores o iguales a la nominal.

En general, para frecuencias superiores a 50 Hz las diferencias sano-roto se reducen, y con baja carga son más aleatorias (salvo con la tasa *THD_V_LF*). Si se usan las tasas de distorsión hasta ahora descritas, parece más conveniente trabajar con frecuencias hasta la nominal y mucho mejor con alta carga, si se pretenden diferenciar estos dos motores. Tanto para tensión como para intensidad se ha visto que donde mejor se aprecian las diferencias es a bajas frecuencias, con armónicos para tensión (*THD_V_LF*) y con interarmónicos para intensidad (*TIHDg_I_LF*). Y entre todas las alimentaciones estudiadas, las del variador de Allen Bradley, quizás más en modo de control vectorial, sea la que mejor permita apreciar las desigualdades entre ambos motores.

Además de las tasas anteriores, que son en las que mejor se aprecian las diferencias entre motores, se han realizado estas otras observaciones:

- Las desigualdades entre las tasas totales para altas frecuencias *TH&IHDg_I_HF* del motor roto y las del sano, son menores que en el resto de casos, sobre todo para la intensidad. Para la alimentación desde red no son fiables las diferencias entre motores para altas frecuencias, dado su escaso valor. Por tanto, la parte de altas frecuencias, al menos si se mide globalmente, no aporta información para identificar el estado de los motores ensayados. No obstante, midiendo zonas concretas del espectro, es posible encontrar diferencias, como las observadas en algunas tasas parciales de grupos alrededor de múltiplos de la frecuencia de conmutación. Por ejemplo, las tasas parciales de alta frecuencia de los grupos de armónicos e interarmónicos alrededor de ± 1 kHz de múltiplos pares de la portadora, (*PHFD_fc,2* y *PHFD_fc,4*), sobre todo de tensión, y al menos con control vectorial con alta carga y 50Hz, decrecen en motor con barra rota.
- Al menos con los motores y alimentaciones ensayadas en esta tesis, el tercer armónico aumenta en un motor de inducción con barra rota en la mayoría de los casos, tanto en tensión como en intensidad, con baja y alta carga. En el caso concreto de alimentación desde la red, los armónicos 3º y 7º son menores en el motor con barra rota y en cambio el 5º es mayor (más con alta carga).
- Se ha comprobado también que con el variador de Allen Bradley (único que permite variar la frecuencia de conmutación para un mismo modo de control) y determinadas frecuencias fundamentales de salida y modos de control, influye bastante el valor de la frecuencia de conmutación en las diferencias entre algunas tasas y agrupaciones de la zona de bajas

frecuencias de los diferentes motores. Éstas han sido tasas como las THD_{LF} y $TIHD_{LF}$ y agrupaciones como las $PHBDS_{5_7_11}$, $PHBDS_{2_4_6}$, $SgH3$ y $gH5$.

- Asimismo, se han encontrado, trabajando con una DFT de mayor resolución frecuencial, las barras espectrales propias de fallos en los motores por excentricidad y por barras rotas, alrededor de los armónicos esperados (fundamental, 5° , 7°), tanto con alimentación desde red como desde variador. También aparecen frecuencias laterales por barras de rotor rotas alrededor del 3er. (y con menor amplitud del 9°) armónico de tensión, visibles sobre todo con alimentación desde red. Asimismo aparecen frecuencias características de fallo por barras rotas alrededor de las propias por excentricidad mixta, y todas ellas alrededor de armónicos como el fundamental, el 3 y el 5. Estas componentes son más visibles para alimentación desde red, alta carga y con señal de intensidad.
- También aparecen réplicas o intermodulaciones de los interarmónicos por excentricidad mixta alrededor de todos los armónicos sucesivos, mayores cuanto más cerca del fundamental, y situadas en las mismas posiciones relativas (ej. 26 y 74 Hz, 126 y 174 Hz, 226 y 274 Hz, etc., para un fundamental de 50 Hz en la salida del variador). Y también pueden observarse estas intermodulaciones, de escasa amplitud, en las bandas laterales de la parte alta del espectro alrededor de los múltiplos de la frecuencia de conmutación (por ejemplo, a 4026 y 4074 Hz, 3926 y 3974 Hz, 4126 y 4174 Hz, 3826 y 3874 Hz, etc., para un fundamental de 50 Hz y una frecuencia de conmutación de 4 kHz). Esto se observa en mayor medida en el espectro de intensidad, sobre todo en la zona de bajas frecuencias.
- Una cuestión que habría que investigar, usando técnicas de mayor resolución frecuencial, es si el hecho de aumentar los armónicos de intensidad 5, 7, etc. puede conllevar una mejor detección de las frecuencias laterales que surgirían a su alrededor en caso de existir fallos en el motor por barras rotas. Por otra parte, hay que tener en cuenta que todos los valores considerados están normalizados entre el fundamental, y éste ha tenido menor amplitud en los casos de frecuencias por encima de la nominal. Por ello la situación con mayores valores absolutos de armónicos de intensidad (y entre ellos los 5, 7, 11 ... armónicos, claves en la detección de averías por barras rotas) frente a interarmónicos que ensucian las zonas alrededor de los armónicos donde se encuentran las frecuencias características de fallo, es para 50 Hz, modo escalar y alta carga, y quizá con valores más altos de la frecuencia de conmutación para disminuir así algo la tasa de interarmónicos (aunque se ha visto que f_c influye más en la parte de altas frecuencias) a costa de aumentar las pérdidas por conmutación en el convertidor. También podrían ofrecer buenos resultados los modos en par variable del Altivar (algo mejor el modo VBN que el VBD) para 50 Hz y con alta carga.

BLOQUE IV
CONCLUSIONES.

CAPÍTULO-7

CONCLUSIONES y FUTURAS LÍNEAS de ACTUACIÓN.

En este capítulo final se exponen las principales aportaciones y conclusiones del presente trabajo. A continuación, se describen las posibles mejoras y actuaciones que se proponen para continuar con la línea de investigación seguida en esta tesis.

7.1.- Aportaciones.

El objetivo inicial de la tesis ha sido la caracterización de variadores de frecuencia que alimentan motores de inducción en función de sus contenidos armónicos, mediante una metodología de ensayos definidos (y unificados para todos los convertidores, por basarse en la normativa de medidas de calidad de la red eléctrica), con el propósito de conocer la calidad de la energía por ellos generada y detectar posibles defectos en el motor. Para lograr este objetivo ha sido necesario primero conocer tanto el contenido armónico que se pretende evaluar como la forma de medirlo, y después diseñar un sistema que permita medir y analizar dicho contenido, basado en los conocimientos anteriores. Por ello, los primeros pasos han consistido en el estudio en profundidad del comportamiento armónico del conjunto variador-motor que se desea caracterizar, e investigar las técnicas actuales orientadas a la medida de armónicos e interarmónicos en la red eléctrica y proponer soluciones para su adaptación a la medida a la salida de las fuentes de alimentación que excitan motores de inducción. Sólo así se ha podido diseñar un sistema de medida y análisis espectral adaptado de forma específica a las señales que se van a procesar, y del que se obtienen las agrupaciones espectrales y tasas de distorsión que permiten caracterizar los variadores, siendo además flexible, de forma que también sería aplicable para caracterizar señales eléctricas con otras características, como las de la red de suministro.

De modo que han surgido otras metas, derivadas del primer objetivo, como han sido el estudio del estado del arte de las técnicas de medición de armónicos e interarmónicos, insistiendo en las basadas en la normativa, pues son las que más se adecúan a la naturaleza de las señales procesadas; así como el estudio del contenido armónico producido en el motor de inducción y en su accionamiento, haciendo hincapié en las técnicas de modulación de los convertidores y en los armónicos producidos por fallos en el motor, puesto que otro de los objetivos ha sido la comprobación del estado del motor mediante la caracterización armónica de sus señales de alimentación. El siguiente objetivo ha sido el diseño de un sistema de medida y procesamiento armónico, basado en la normativa, de las señales de alimentación de motores de inducción. Una vez logradas las anteriores metas, y usando los conocimientos sobre las señales que se van a medir y la herramienta de medida y análisis diseñada, el último objetivo ha sido la caracterización armónica de la energía suministrada por los variadores y de los posibles fallos del motor conectado.

Así pues, dentro de cada una de estas metas, las principales aportaciones realizadas en esta tesis pueden compendiarse en las que se exponen a continuación.

Procedimientos de medición de armónicos e interarmónicos en señales de red eléctrica contemplados y no contemplados en la normativa.

Antes de describir la forma de medir los armónicos e interarmónicos basada en la normativa IEC, se ha dado una visión global de toda la normativa actual sobre calidad de la energía eléctrica, siguiendo con una exposición de las causas y consecuencias de los armónicos e interarmónicos que, en general, pueden aparecer en la red de distribución. A continuación, se han realizado estas otras contribuciones:

- El estudio de la forma de medir armónicos e interarmónicos en el marco de la normativa IEC realizado en el capítulo 2 no se limita a una mera transcripción de la documentación oficial. Primero se realiza una introducción a la medida de armónicos, usando especialmente la DFT, conjuntamente con las ventanas de muestreo rectangular y de Hann, como herramientas sobre las que se basa la normativa. Se describe a continuación la normativa y sus formas de agregar las medidas en frecuencia (norma 61000-4-7) y en el tiempo (61000-4-30), sus principales tasas de distorsión definidas y las recomendaciones para medidas por encima del rango armónico. A toda esta información se le han incorporado siempre los diversos comentarios y aclaraciones que la literatura surgida alrededor de esta normativa ha aportado para mejorar su comprensión, labor desarrollada también en esta tesis.
- Las tasas de distorsión y las medidas para frecuencias altas definidas en la normativa necesitan mejoras como son la adecuación del rango y de la forma de agrupar las frecuencias altas al medir los nuevos contenidos armónicos, presentes tanto en la red como en los variadores ensayados, la incorporación de nuevas tasas que incluyan interarmónicos en sus medidas, tanto en bajas como en altas frecuencias, y la normalización evitando la aparición de componentes continuas e interarmónicas en el denominador que puedan producir resultados inciertos. Se han recopilado una serie de consideraciones sobre las tasas de distorsión y sobre las medidas para frecuencias altas definidas en la normativa, seleccionando entre la literatura relacionada varias mejoras propuestas a las tasas ya definidas y presentando asimismo otras tasas nuevas. Estas consideraciones críticas han servido para después construir la colección de tasas y agrupaciones armónicas que se necesitan para caracterizar las señales de salida de los variadores mediante el sistema de medida y análisis diseñado en este trabajo.
- Se han analizado los múltiples algoritmos con los que opera internamente *Matlab* para hallar la DFT. Esta indagación ha sido de gran utilidad para en lo sucesivo evitar el empleo de interpolaciones, ya que con el software que se ha utilizado no es necesario operar con ventanas que contengan una cantidad de muestras que sea potencia de dos. Esto, unido a la elección de una frecuencia de muestreo y una señal de referencia de sincronismo adecuada y teniendo en cuenta el tamaño de las ventanas de muestreo basadas en la normativa, proporciona una forma precisa y simple de obtener las DFT sin necesidad de interpolar por ninguno de los motivos habituales, bien sea por ajustar el total de muestras a potencia de dos o bien por reducir errores por sincronismo.
- Se han investigado las diferentes formas de clasificar las técnicas de análisis armónico, que incluyen, tanto a las basadas en la normativa como a las que no. Una primera clasificación, que es la más habitual, divide estas técnicas en basadas en modelos (métodos paramétricos) o no basadas en modelos (métodos no paramétricos o basados en transformadas). Otra clasificación se basa en la naturaleza temporal de las señales tratadas: métodos de análisis espectral, más adecuados para señales estacionarias, y otros más enfocados al análisis de señales no estacionarias. Y una tercera clasificación está basada en la forma de tratar las

señales objeto de análisis armónico, con técnicas de procesamiento por lotes o bloques y técnicas no basadas en bloques o iterativas (también conocidas como recursivas). Se ha visto que una misma técnica se puede englobar en varios de estos tipos de clasificación.

- En el capítulo 3 se ha desarrollado una síntesis de los aspectos más importantes de los principales procedimientos de medición de armónicos e interarmónicos en señales de red. Para la elaboración de este análisis, se ha tenido que estudiar y fusionar la información aportada en diversas fuentes bibliográficas, y relacionar cada una de las técnicas con las diversas formas de clasificación estudiadas en este mismo capítulo (según se basen en modelos, según la naturaleza temporal de la señal y según se procesen los datos por lotes-bloques o de forma recursiva-iterativa). La tabla 3.1 presenta un resumen comparativo de las principales características y de las ventajas y desventajas de cada una de las técnicas estudiadas que se han ido exponiendo a lo largo de los capítulos 2 y 3 de esta tesis.
- En base al conocimiento general de las técnicas basadas y no basadas en la normativa de medida de armónicos e interarmónicos y de sus pros y sus contras, se ha podido justificar la elección del método de análisis a utilizar en esta tesis. Se ha elegido la transformada discreta de Fourier de tiempo corto STFT, a la cual se incorporan los niveles de agrupamiento en frecuencia y en el tiempo basados en los estándares IEC y que se han optimizado adaptándolos a las características de las señales medidas, como la técnica adecuada para el análisis armónico de las señales presentes en la red y en la salida de los variadores de frecuencia ensayados. Las razones que influyen en esta elección son las siguientes:
 - Las normas IEC caracterizan las distorsiones de tipo armónico e interarmónico en redes eléctricas con las amplitudes de las agrupaciones frecuenciales. Estas agrupaciones utilizan las componentes espectrales obtenidas a partir de la transformada discreta de Fourier (DFT) con una resolución de frecuencia fija. Esta resolución es debida al tiempo de ventana de muestreo necesario para obtener un buen compromiso entre la resolución espectral y temporal (por el principio de incertidumbre), debido a la naturaleza pseudo-estacionaria de las señales medidas. De modo que la ventana elegida ha tenido que ser de tiempo corto (STFT), aunque con una posterior agregación temporal que considere los sucesivos cambios de la señal a lo largo del resto de ventanas de muestreo.
 - Las señales de salida de los variadores presentan múltiples armónicos e interarmónicos en una gran gama de frecuencias, dependientes del tipo de convertidor y modo de trabajo, de la forma de modulación, de las frecuencias fundamental y de conmutación, así como debidos también al motor, su carga y sus posibles anomalías. A esto hay que añadir la diversidad de modelos comerciales de variadores y la poca información sobre su comportamiento armónico suministrada por los distintos fabricantes. Al no conocerse con precisión el número y posición de estas frecuencias, se necesita un método de análisis flexible que cubra un gran rango de frecuencias, aunque no tenga la mejor precisión para todas ellas: la STFT es adecuada para la estimación de armónicos e interarmónicos en banda ancha y para evaluar la evolución temporal de señales con cierta variabilidad.
 - Si se emplean otros métodos, como los paramétricos, éstos son poco adecuados para un primer estudio de todo el rango de frecuencias a la salida de un convertidor, ya que sería necesario modelar previamente todas las posibles componentes frecuenciales, con un consiguiente alto orden de estimación. Podría ser adecuado emplear otros métodos no paramétricos (por ejemplo, wavelets), o híbridos (mezclando otros métodos como Prony o Kalman) para analizar algunos rangos determinados de frecuencias, en los que ya se conociera una estimación previa de sus posibles valores, con un tipo de control y de modulación, estado de la carga y rango de frecuencias concreto. Pero si se quisiera

evaluar el contenido armónico a la salida de cualquier variador ello supondría, como es lógico, elevar la carga computacional, dado el elevado orden de estimación necesario. Además, en el caso de las wavelets, habría que readaptar las posiciones de las frecuencias centrales de sus filtros paso banda cada vez que cambiara la frecuencia del fundamental de salida o de conmutación del variador, por ejemplo. La STFT permite detectar cualquier número de armónicos e interarmónicos, al no requerir conocimiento previo del orden de estimación o número de frecuencias a medir.

- Por contra, el método elegido presenta el inconveniente de que las señales de los sistemas de potencia incluyen componentes espectrales que la DFT no puede medir con suficiente precisión, debido a la naturaleza pseudo-estacionaria de estas señales, a la resolución de frecuencia fija y a la fuga espectral. La transformada de Fourier de tiempo corto (STFT) resuelve en parte el problema de las condiciones variables en el tiempo, pero sigue manteniendo la anchura fija de ventana, y esto supone una disminución en la resolución en frecuencia y una limitación en el análisis de señales no estacionarias como las de los variadores de frecuencia.
 - Los niveles de agrupamiento basados en la normativa IEC mejoran las anteriores limitaciones de la STFT: la agrupación frecuencial permite recoger parte de la fuga espectral interna (pero también de la externa al grupo medido), y la agregación temporal estabiliza y mejora la precisión en la obtención de valores eficaces comunes cuando interaccionan componentes frecuenciales próximas, como se ha demostrado en el capítulo 5. Estos niveles de agrupamiento han sido adaptados a las características de las señales medidas en nuestros ensayos, considerando los rangos frecuenciales y nuevas tasas necesarias para caracterizar los variadores y el estado del motor, y usando los tiempos de agregación más adecuados para obtener valores estables y precisos.
 - Finalmente, con el método elegido se obtiene un buen compromiso entre resolución temporal y frecuencial, y una buena eficiencia computacional con un tiempo de procesado aproximadamente constante para todas las agrupaciones y tasas obtenidas. El uso de los estándares IEC permite obtener un compromiso entre los diferentes objetivos, tales como la necesidad de precisión, simplificación y unificación.
- En esta tesis se ha demostrado que la elección de un tamaño apropiado de ventana de muestreo, la correcta sincronización de ésta con el fundamental, y la adecuada agregación tanto en frecuencia como en el tiempo de las barras espectrales obtenidas mediante la DFT, son suficientes para conseguir unos niveles de precisión satisfactorios en la medida de las agrupaciones y tasas armónicas basadas en la normativa que se han utilizado para caracterizar las distintas fuentes de alimentación ensayadas en este trabajo.

Armónicos e interarmónicos producidos en el motor de inducción y en los variadores de frecuencia que lo accionan.

Tras el estudio de las diferentes técnicas de medición y posterior elección del método concreto que se va a utilizar, ha sido preciso conocer con detalle los comportamientos armónicos que se desean medir, tanto de los variadores de frecuencia como de los motores de inducción a ellos conectados. Para ello, ha sido necesario realizar nuevas aportaciones:

- Se ha elaborado una síntesis de los conocimientos necesarios sobre el conjunto que se desea ensayar: modelo de funcionamiento del motor de inducción, tipos de alimentación y formas

de control usadas por los variadores, insistiendo en los controles escalar, vectorial y directo de par por ser los más utilizados. Se ha distinguido entre la forma de control de un variador y tipo de modulación que utiliza. Se ha concluido que, cuando el variador trabaja en el estacionario, es el tipo de modulación lo que más influye en el contenido armónico del variador, sobre todo en la zona de altas frecuencias, afectando el modo de control más a los transitorios. En cambio, cuando se trabaja con control directo de par, éste sí influye directamente en el contenido armónico.

- Se han descrito los principales armónicos generados por el motor de inducción, destacando los debidos a anomalías en el motor, y dentro de éstos, aquellos motivados por los dos defectos que presentan los motores ensayados en esta tesis: excentricidad y rotura de barras de rotor.
- Se ha realizado un detallado estudio de las componentes armónicas generadas por el variador, especialmente en su etapa inversora, ya que ésta incide directamente en los contenidos armónicos presentes en la salida del variador. Se han descrito y clasificado los distintos tipos de variadores, se ha analizado su constitución y comportamiento armónico básico, y se ha profundizado en los principales tipos de modulación y contenido armónico relacionado. Se ha insistido especialmente en modulaciones como las de tipo PWM y vectorial espacial, por ser de las más utilizadas, así como en otras como las de bajo ruido o portadora aleatoria y las modulaciones de lazo cerrado, por ser usadas en alguno de los variadores ensayados en esta tesis. Del mismo modo, también se detallan las formas de sobremodular y elevar la tensión de salida, necesarias cuando se trabaja con frecuencias por encima de la nominal, tal como se hace en muchos de los ensayos. También se ha expuesto la influencia del uso del variador en el diagnóstico de fallos en motores, relacionando este hecho con la necesidad de caracterizar los variadores por su contenido armónico.
- Basándose en los anteriores conocimientos, se han desarrollado tasas y agrupaciones armónicas nuevas que miden de forma específica rangos de frecuencias en los que pueden aparecer los armónicos e interarmónicos debidos a fallos en el motor, concretamente los motivados por excentricidad mixta y por rotura de barras en el rotor, ya que ambos son los que se han considerado en los motores ensayados en esta tesis.

Diseño e implementación de un sistema de medida y análisis basado en la normativa IEC y adaptado a la medición de armónicos en variadores de frecuencia.

Otro de los objetivos ha sido desarrollar un sistema flexible de medida y análisis espectral, basado en la normativa, pero también adaptado para poder medir las señales de salida de los variadores de frecuencia. Los analizadores comerciales de calidad de la energía eléctrica están homologados y cumplen la normativa, pero su uso está enfocado a medir únicamente en el lado de la red de suministro. El sistema diseñado ha sido necesario desarrollarlo para mejorar y ampliar precisamente varias características de los analizadores de calidad de la energía que son necesarias para poder medir las salidas de los variadores. Entre estas características están la posibilidad de medir señales con frecuencias fundamentales diferentes a las nominales de la red, sincronizando para ello la ventana de adquisición con dichas frecuencias, y variando a consecuencia de ello el número de barras espectrales contenidas en las distintas agrupaciones frecuenciales. Por ello el sistema diseñado también presenta mayor flexibilidad en el número y forma de realizar las agrupaciones armónicas e interarmónicas. Otras características que ha sido necesario incorporar han sido: la capacidad de analizar el rango de altas frecuencias, hasta las situadas alrededor de los múltiplos de las frecuencias de conmutación de los

variadores; seleccionar la resolución temporal y espectral deseada; elegir el tiempo total de agregación, adaptándolo a las características de los ensayos realizados con los convertidores en cada caso particular; incorporar nuevas agrupaciones armónicas y tasas de distorsión, que pueden incluir interarmónicos, abarcar mayores rangos de frecuencias y considerar posibles patrones de fallo del motor de inducción ensayado.

Para obtener las anteriores características se han empleado los conocimientos desarrollados en los capítulos de estado del arte y realizado nuevas contribuciones, especialmente en lo relativo a la forma de agregar medidas. La normativa IEC de medida de calidad especifica dos niveles de agregación de medidas: un primer nivel de agrupamiento de frecuencias (con una separación entre barras espectrales fija, de 5 Hz) y un segundo nivel de agrupamiento en el tiempo, tomando sucesivas medidas hasta completar 3s, 10 minutos o 2 horas. En este trabajo se han realizado nuevas aportaciones, relacionadas con ambos niveles de agregación definidos en la normativa, que optimizan el sistema de medida y análisis desarrollado, adaptándolo a las características de las señales analizadas:

- Se han desarrollado otras nuevas agrupaciones frecuenciales y tasas de distorsión, además de las ya definidas en la normativa, para varios contenidos armónicos y/o interarmónicos y diferentes rangos de frecuencias, que se adecúan a las características de las señales medidas en los variadores y así mejoran y complementan a las tasas ya existentes. Finalmente se ha propuesto un conjunto de agrupaciones y tasas que se han clasificado según la forma de normalizar, los rangos de frecuencias abarcados y según los contenidos armónico e interarmónico analizados.
- Este conjunto de agrupaciones y tasas ha sido diseñado teniendo en cuenta las consideraciones recopiladas cuando se estudió el estado del arte sobre las tasas definidas en la normativa y las propuestas en la literatura, más orientadas todas ellas a la medición en la red eléctrica. Se han usado varias de estas tasas, modificado y adaptado otras, y definido algunas nuevas de cara a adecuarlas a las necesidades de las mediciones a la salida de los variadores ensayados, a su rango de frecuencias, a la naturaleza pseudo-estacionaria de estas señales y a la detección de posibles defectos en los motores excitados por dichos variadores.
- Se ha estudiado la influencia de la posición relativa entre diferentes tonos, interarmónicos y armónicos, en los sucesivos valores obtenidos en las agrupaciones armónicas e interarmónicas, y su relación con el tiempo de agregación. En este estudio también se han incluido ejemplos, con señales reales y con señales sintéticas basadas en ejemplos de la normativa IEC, de la evolución de los valores eficaces medidos y del tiempo de agregación necesario en cada caso. Se ha observado en todos los casos analizados un problema, debido a la fuga espectral, que es la variabilidad (y poca fiabilidad) de los valores hallados en sucesivas ventanas de muestreo tras aplicar la DFT, cuando interaccionan tonos próximos y con al menos uno de ellos interarmónico de una relativa gran magnitud.
- Se ha propuesto una solución válida al anterior problema, motivado por la fuga espectral, basada en la agregación temporal, así como una forma experimental de hallar un tiempo de agregación adecuado que mejore los resultados respecto a usar los tiempos de agregación definidos en la normativa. Se ha comprobado cómo la agrupación temporal y la elección de un tiempo de agregación adecuado permite reducir el efecto de las variaciones en la amplitud de la DFT debidas a la fuga. Por ello, la agregación temporal complementa y mejora la aportación de la agrupación frecuencial al problema de la fuga, ya que esta última

agrupación permite recoger parte de la fuga interna pero también de la externa al grupo medido. Otras aportaciones sobre la influencia del tiempo de agregación son las siguientes:

- Esta situación de inestabilidad de los valores obtenidos, tras hallar la DFT en cada ventana de muestreo, es especialmente relevante para tonos próximos, es decir, separados por pocas barras espectrales, y de amplitudes del mismo orden, donde al menos uno de ellos sea interarmónico no múltiplo de la resolución frecuencial y genere por ello una fuga espectral que interaccione con el resto de tonos, o de sus fugas correspondientes. Y a esta proximidad entre tonos contribuye en gran medida la baja resolución espectral indicada en la normativa IEC (5 Hz).
- La situación anterior puede darse perfectamente en el contenido armónico de las salidas de los variadores de frecuencia, como los utilizados en los ensayos de esta tesis. Éstos presentan multitud de tonos armónicos e interarmónicos próximos, especialmente en la parte baja del espectro de intensidad, y en la parte alta del espectro, tanto de tensión como de intensidad, sobre todo para algunos tipos de modulación como los de lazo cerrado con control del par o los de frecuencia portadora aleatoria o de bajo ruido.
- Se ha observado que en aquellas agrupaciones que contienen tonos armónicos estables, y de mucha más amplitud que los interarmónicos y ruido que los rodean, se precisa un menor valor en el tiempo de agregación necesario. También se ha verificado con mediciones reales que en las agrupaciones y tasas que abarcan zonas anchas del espectro con un amplio contenido armónico, como por ejemplo toda la zona de altas frecuencias en la salida de los variadores de frecuencia, o incluso todo el espectro cuando se mide el valor eficaz total de la señal, influye menos el valor del tiempo de agregación utilizado.
- Se ha verificado que el tiempo de agregación necesario en muchos de los parámetros medidos a la salida de los variadores ensayados ha sido siempre algo superior a los 3 s indicados en la norma, y bastante inferior a los 10 min señalados en la misma normativa IEC para la siguiente agrupación temporal recomendada. Este tiempo es diferente para cada caso particular, dependiendo de las condiciones del ensayo analizado (motor y carga, tipo de fuente de alimentación y de control) e incluso del tipo de medida (armónico individual, grupos armónicos, tasas de distorsión,...), pero se puede establecer un valor mínimo que sea válido para todos los ensayos. El valor máximo del tiempo de agregación está limitado por las constantes térmicas de los equipos ensayados.
- En el sistema de medida diseñado se ha preferido la forma de agregar temporalmente sin separaciones ni resincronización y sin solapamientos de medidas, de entre las tres formas de agregar señaladas en la normativa (para aparatos de clase-A y para los de clase-S con o sin separaciones). De este modo, las ventanas agregadas son consecutivas y no se interrumpe la secuencia original de la señal analizada, condición necesaria para aprovechar los beneficios de la agregación temporal en la reducción de los efectos de la fuga espectral sobre la estabilidad y precisión de las medidas, tal como se ha demostrado en esta tesis.
- El tamaño de la ventana de muestreo determina la resolución temporal y está limitado por el grado de estacionariedad de la señal analizada. Si, dentro de los márgenes de variación del tamaño de esta ventana según el tipo de señal, indicados en la normativa, se incrementa el tamaño de ventana hasta por ejemplo 0,4 s, se mejorará la resolución en frecuencia, obteniéndose mayor precisión sobre todo en la medida de componentes situadas en las zonas de transición entre agrupaciones armónicas. La pérdida de resolución temporal, motivada por el aumento de tamaño de ventana, puede mitigarse con el uso de solapamiento. Si se combina esta mejora en la resolución, con las ventajas de la agregación temporal y el solapamiento, puede conseguirse una respuesta más próxima a

la ideal en todas las agrupaciones armónicas e interarmónicas definidas en la normativa y así obtenerse medidas más fiables y precisas en sus tasas de distorsión relacionadas.

También se han realizado estas otras aportaciones, relacionadas con el sistema de medida y análisis desarrollado:

- Para simplificar, y al mismo tiempo obtener mayor precisión en las mediciones del sistema diseñado, se ha reducido la aparición de fuga espectral y sus consecuentes errores gracias a la sincronización de las ventanas de muestreo con el armónico fundamental, utilizando una técnica sencilla pero efectiva como es la detección de cruces por cero. Con esta técnica ha sido necesario un filtrado previo de la señal seleccionada como referencia, así como elegir una frecuencia de muestreo lo bastante elevada como para reducir suficientemente los errores por sincronismo, sin necesidad de interpolar. El uso de transformadas DFT, en vez de FFT, también ha evitado la necesidad de usar la interpolación y sus errores asociados, aún a costa de un mayor tiempo de cómputo.
- Hay que hacer notar que la sincronización de las ventanas de muestreo evita la aparición de fuga, originada por el fundamental y los armónicos con los que se sincronizan dichas ventanas; y las técnicas de agregación antes comentadas lo que hacen es reducir los efectos de la fuga espectral, pero no evitan su aparición.
- Puesto que la normativa no señala ninguna metodología para la verificación del correcto desempeño del método de sincronismo propuesto, se ha definido un procedimiento de validación basado en diversas formas de resolver este problema recopiladas de la literatura y adaptadas a las características de las señales que se están analizando en esta tesis. Usando este procedimiento, se ha demostrado que el sistema de medida diseñado ha presentado errores por sincronismo por debajo de los límites fijados en la normativa en la mayoría de las simulaciones realizadas y en todos los análisis usando señales reales del propio plan de ensayos de este trabajo. Para ello se han tenido en cuenta la correcta elección y filtrado de la señal de referencia (se ha demostrado que la señal de sincronismo más adecuada es la tensión de fase, frente a la corriente de línea), el tamaño tw real de la ventana de adquisición y una frecuencia de muestreo F_s seleccionada de modo que se cumplan todas las especificaciones necesarias (permitir medir los armónicos altos de los variadores, disminuir el ruido reflejado desde la parte alta del espectro por *aliasing* y reducir los errores de sincronismo debidos al intervalo de muestreo).
- Además, con el anterior procedimiento, se ha demostrado la influencia de parámetros como el ancho de la ventana de adquisición, la frecuencia de muestreo, y la correcta elección y filtrado de la señal de referencia, corriente o voltaje, en los errores por sincronismo. El proceso de validación de la técnica de sincronismo propuesta, y el análisis de la influencia sobre la misma de ciertos parámetros, son otras de las contribuciones de esta tesis.

El sistema desarrollado de medida y análisis ha sido comprobado contrastando varias mediciones, efectuadas sobre los mismos ensayos, mediante el sistema a verificar con las obtenidas usando un analizador de calidad de energía comercial, calibrado y homologado cumpliendo la misma normativa en la que se ha basado el sistema de medida desarrollado. La comparación de las medidas de este sistema con las del analizador comercial ha permitido validar el adecuado comportamiento del sistema diseñado, tanto en la parte hardware (sistema de acondicionamiento y adquisición de datos), como en la parte software (algoritmo de análisis de esa información). Sin embargo, el analizador de energía comercial no dispone de la

capacidad de procesamiento necesaria para la obtención de muchas de las agrupaciones y tasas con las que ha sido dotado este sistema, para la medida y análisis de las señales en la salida de variadores, por lo que el resto de la verificación de la parte software o algoritmo diseñado se ha realizado mediante simulaciones, comparando los resultados obtenidos mediante señales sintéticas con los indicados en ejemplos análogos expuestos en anexos de la propia normativa.

Gracias al diseño y verificación de este sistema de medida y análisis quedarán contrastadas las medidas realizadas sobre diferentes convertidores-cargas al haberse obtenido siempre con un mismo equipo de medida, dotado de un algoritmo de procesamiento basado en normativas internacionales que además unifican la forma de realizar todos los ensayos de esta tesis.

Caracterización armónica del sistema variador-motor.

No es posible efectuar un estudio analítico de los distintos contenidos armónicos de las señales generadas por cualquier variador de frecuencia comercial, y por ello se ha precisado efectuar un estudio experimental mediante mediciones reales de dichas respuestas armónicas. Así pues, se ha desarrollado y verificado un sistema de caracterización empírica de variadores comerciales, en función del contenido armónico de sus salidas, ejecutando un plan de ensayos cuyas medidas y análisis se han realizado con un mismo sistema y algoritmo para, finalmente poder conocer tanto la energía entregada por los variadores como detectar algún posible fallo del motor que alimentan. Dentro de este objetivo final se engloban las siguientes contribuciones realizadas:

- El procedimiento desarrollado en esta tesis para la caracterización empírica de las señales de alimentación, desde red o desde variador, de los motores de inducción en función de su contenido armónico puede descomponerse en los siguientes pasos:
 - Se comienza definiendo el plan de ensayos que se va a realizar. Éste se diseña para extraer la máxima información armónica de las distintas fuentes y cargas experimentadas, mediante la variación de los modos de funcionamiento y frecuencias fundamental y de conmutación de cada convertidor, así como del tipo de motor, sano o defectuoso, y de su carga, vacío o nominal. Seguidamente se efectúan los ensayos, utilizando el sistema de medición y análisis desarrollado junto con el resto de los componentes del banco de ensayos.
 - Se analizan las mediciones obtenidas en los ensayos, usando para ello el algoritmo diseñado basado en la normativa e integrado en el sistema desarrollado, y así se obtienen los distintos parámetros (agrupaciones armónicas y tasas de distorsión). Las agrupaciones armónicas e interarmónicas obtenidas se presentan mediante interfaces gráficas similares a las usadas en los equipos medidores de calidad comerciales. Estas agrupaciones se ordenan por el tipo de configuración de variador y carga conectada, y según la frecuencia fundamental. Las tasas en cambio se clasifican por el contenido que abarcan, armónico y/o interarmónico, de bajas y/o altas frecuencias, y se presentan los resultados de cada una de estas tasas para todas las fuentes de alimentación ensayadas, incluida la red eléctrica, y en función de la frecuencia fundamental de cada grupo de ensayos.
 - A continuación, se calculan los parámetros diferencia entre motor con fallo y motor sano, hallados a partir de las agrupaciones y tasas obtenidas trabajando con las mismas configuraciones en ambos motores (mismo variador, modo de funcionamiento, frecuencia

de salida y misma carga para cada motor). Por tanto, se obtiene un parámetro diferencia por cada pareja de idénticos parámetros hallados con cada uno de los motores ensayados.

- Observando todos los parámetros diferencia, se buscan aquéllos que mantengan pautas de repetición de sus valores frente a cambios en alguna de las variables de los ensayos realizados (frecuencias de salida, cargas, tipos de alimentación y modos de funcionamiento). Los parámetros diferencia más destacados que cumplan alguna pauta de repetición pueden servir para diagnosticar en lo sucesivo el fallo que diferencia ambos motores. Es posible utilizar alguna técnica de clasificación, (estadística tradicional, red neuronal, ...), que facilite esta detección de parámetros que aporten diferencias entre motores con distinto tipo de fallo, aunque en los casos estudiados en esta tesis (motor con barra rota y motor con excentricidad mixta) ello ha sido posible sin más que observar directamente los parámetros diferencia entre ambos motores.
- Tras emplear el anterior procedimiento, se ha observado que tiene mayor tasa de distorsión armónica de tensión THD_V_{LF} el motor con barra rota, para frecuencias menores o iguales a la nominal (50 Hz), tanto en vacío como con alta carga. No obstante, las diferencias no han sido grandes, y sólo se han mantenido para esta tasa de distorsión (y su tasa relacionada $TH&IHD_V_{LF}$). Esto se debe a que para detectar fallos por rotura de barras puede necesitarse utilizar técnicas con mayor precisión en la detección de las frecuencias de fallo, para zonas concretas del espectro. Con la STFT se consigue cubrir una gran gama de frecuencias, pero con una resolución no suficiente para detectar estas frecuencias de fallo.
- Por el contrario, para detectar un fallo en el motor debido a excentricidad ha sido suficiente la precisión obtenida con el método de medida propuesto. Se han observado grandes diferencias en los valores hallados en las primeras agrupaciones interarmónicas de la intensidad del estator entre un motor sin excentricidad y otro con ella, para alta carga y frecuencias por debajo y por encima de la nominal. Las agrupaciones interarmónicas cero y uno no estaban consideradas en la normativa, y pueden ser muy útiles para medir los interarmónicos cercanos al fundamental causados por fallos en el motor debidos a excentricidad mixta. A consecuencia de ello, también las tasas de distorsión que contienen a dichas agrupaciones, como la $TIHD_I_{LF}$, incrementan su valor en el motor con dicho fallo.
- En las tasas de distorsión calculadas a partir de los ensayos realizados en esta tesis se ha comprobado que la normalización entre el fundamental, ya agregado temporalmente para estabilizar y obtener su valor eficaz común de forma estable y precisa, presenta valores similares a la normalización entre el subgrupo armónico fundamental. Esto demuestra que, al menos para las señales que excitan en el estacionario motores de inducción de baja potencia, la modulación debida a los cambios de amplitud del fundamental es poco significativa. Por tanto, puede simplificarse el número de tasas de distorsión necesarias para caracterizar el sistema ensayado, teniendo en cuenta sólo aquellas que normalizan entre el armónico fundamental sin incluir sus bandas laterales.
- También se ha comprobado, observando los resultados de los ensayos, que todas las tasas de distorsión definidas se pueden expresar en función de tres tasas independientes o básicas: las tasas THD_y_{LF} , $TIHD_y_{LF}$ y $TH&IHD_y_{HF}$, que miden los contenidos armónicos e interarmónicos de bajas frecuencias y los contenidos totales en la zona de altas frecuencias, respectivamente. Se ha analizado la dependencia de las tasas compuestas en función de las básicas, y de todas ellas con los parámetros variables usados en los ensayos (frecuencias de conmutación y fundamental de salida, tipo de control y modulación del variador, motor y nivel de carga), siguiendo con una comparación de todas las tasas obtenidas.

- Para el desarrollo de esta tesis se realizaron más de 1800 ensayos con dos motores distintos, con alimentación desde red y desde dos variadores trabajando hasta en seis modos de funcionamiento diferentes y con varias frecuencias de conmutación, y variando la carga para obtener deslizamientos bajos y altos. Estos ensayos constituyen una nueva base de datos para poder evaluar y comparar nuevas técnicas de caracterización.

Además, el sistema de medida y análisis espectral diseñado también puede usarse para evaluar la calidad de la energía eléctrica suministrada en la red de distribución. El sistema desarrollado en esta tesis puede realizar idénticas funciones que los medidores comerciales de calidad de energía, por basarse en las mismas normativas. Por ello, puede servir para realizar las mismas mediciones y añadir además otras nuevas funciones como adaptarse a diferentes frecuencias fundamentales, evaluar una mayor gama de frecuencias e incorporar nuevas agrupaciones y tasas de las que no disponen los equipos comerciales.

7.2.- Conclusiones.

Teniendo en cuenta las anteriores aportaciones, se pueden extraer las conclusiones que se resumen a continuación:

- Del estudio de los principales armónicos producidos por el variador y por el motor de inducción se destacan como más importantes los debidos al inversor y a fallos en el motor.
- De la realización de una síntesis de las principales técnicas de análisis espectral se elige una técnica basada en la normativa IEC para caracterizar los variadores, por su flexibilidad para medir contenidos armónicos muy diversos y por mantener un buen compromiso entre precisión, simplificación y unificación.
- Se han analizado las mejoras necesarias en las medidas de las tasas de distorsión y de frecuencias altas, que no contempla la normativa, y que luego se han aplicado al sistema de medida desarrollado en esta tesis.
- Para medir las señales en las salidas de los variadores se necesitan ciertas características que los analizadores comerciales no tienen, y por ello ha sido necesario desarrollar un sistema propio de medida y análisis.
- El proceso de verificación del método usado de sincronismo en el sistema desarrollado, y el estudio de la influencia de ciertos parámetros sobre el mismo, como el tamaño de la ventana de análisis, la señal de referencia y la frecuencia de muestreo, son también contribuciones de esta tesis.
- Se han propuesto nuevos grupos frecuenciales y tasas de distorsión, adecuadas para la caracterización específica de variadores.
- Se ha estudiado la influencia de la posición entre tonos en los sucesivos valores de agrupaciones armónicas, y su relación con el tiempo de agregación necesario.
- Se ha demostrado que un tiempo de agregación adecuado permite reducir el efecto de las variaciones en la amplitud de la DFT debidas a la fuga. Este tiempo ha sido algo mayor a los 3 s indicados en la norma, para muchos de los parámetros medidos a la salida de los variadores ensayados en esta tesis.
- El sistema desarrollado ha podido ser validado tanto con señales sintéticas como con señales reales medidas con un analizador comercial.

- Se ha comprobado que una ventana de análisis bien sincronizada, con una adecuada frecuencia de muestreo, y la apropiada agregación en frecuencia y en el tiempo de las barras espectrales obtenidas mediante la DFT, son suficientes para conseguir una precisión satisfactoria en las medidas de las agrupaciones y tasas armónicas para caracterizar las salidas de los variadores de esta tesis.
- En cuanto a la caracterización armónica del sistema variador-motor, ésta ha tenido que ser experimental ya que no es posible realizar un estudio analítico de los espectros de las señales de todos los variadores, dada la diversidad e imprevisibilidad de los mismos.
- Por ello se ha diseñado un plan de ensayos orientado a extraer la máxima información armónica:
 - Con más de 1800 ensayos con distintos motores y alimentaciones, constituyendo una nueva base de datos para futuras investigaciones.
 - Gracias al sistema de medida antes desarrollado, se ha unificado la forma de procesar todas las medidas.
- Se ha analizado la dependencia de todas las agrupaciones y tasas de distorsión obtenidas con los parámetros variables usados en los ensayos, tales como la carga y tipo de motor, y los modos de control y frecuencias de salida y de conmutación de los variadores.
- Se hallaron grandes diferencias en la tasa interarmónica de intensidad de bajas frecuencias en el motor con excentricidad, y en menor grado en la tasa armónica de tensión y en el tercer armónico en el motor con barra rota, por lo que se deduce que:
 - Pueden necesitarse técnicas con mayor precisión en la detección de frecuencias de fallo por barras rotas.
 - Pero, por el contrario, para detectar fallos por excentricidad ha sido suficiente la precisión obtenida con el método propuesto.

Como conclusión final, en este trabajo se ha caracterizado, de forma detallada y precisa, el contenido armónico de los variadores ensayados. Para ello se ha usado un sistema de medida y análisis, desarrollado y verificado de forma específica para la medida a la salida de variadores, con algoritmos basados en normas internacionales que unifican todos los análisis de las medidas. A partir de este sistema se han obtenido parámetros tales como agrupaciones frecuenciales y tasas de distorsión, que, además de caracterizar los convertidores, también han permitido diferenciar algunos tipos de fallos en los motores a ellos conectados.

7.3.- Artículos publicados.

En el momento de impresión de la actual versión de esta tesis doctoral se ha publicado el siguiente artículo relacionado con la misma:

Arranz-Gimon, Angel; Morinigo-Sotelo, Daniel; Zorita-Lamadrid, Angel; Duque-Perez, Oscar, «A study of the effects of time aggregation and overlapping within the framework of IEC standards for the measurement of harmonics and interharmonics.», Applied Sciences, vol. 9, nº 21, p. 4549, Oct. 2019. <https://doi.org/10.3390/app9214549>

7.4.- Futuras líneas de actuación.

La investigación realizada en esta Tesis Doctoral puede ampliarse en diversas actuaciones que se indican a continuación.

- Usar otros métodos de procesamiento armónico, que minimicen efectos indeseados como la fuga espectral y el efecto empalizada, propios de la DFT, aún a costa de no disponer de la flexibilidad de ésta. Si se usan métodos como wavelets, o híbridos combinando varios métodos, como Prony y Kalman, se presentarían las desventajas de aumentar la carga computacional y de analizar sólo intervalos concretos de frecuencias, en los que ya se supiera una evaluación inicial de sus posibles valores, como por ejemplo determinados rangos de frecuencias de la parte baja del espectro, o zonas concretas alrededor de algunos múltiplos de la frecuencia de conmutación, que pudieran ser de interés para la caracterización de los equipos ensayados.
- Analizar el comportamiento de las bandas laterales características de fallo por barra de rotor rota que aparecen alrededor de ciertos armónicos (1, 5, 7, 11 o incluso en las intermodulaciones de éstos en la parte de altas frecuencias alrededor de los múltiplos de la frecuencia de conmutación) en función de la variación de parámetros del variador como la frecuencia fundamental de salida, de conmutación, modo de control del variador y nivel de carga; usando para ello métodos de procesamiento armónico con mayor resolución frecuencial (como la DFT con ventana larga). De este modo podría conocerse la mejor configuración del variador de frecuencia para optimizar el diagnóstico del motor conectado.
- Ampliar las tasas de distorsión con otra nueva tasa, que mida únicamente interarmónicos en la parte alta del espectro y así los diferencie de los armónicos cuya amplitud pueda enmascarar la información que contengan los interarmónicos situados a su alrededor. Esta tasa sólo sería útil para casos con modulación síncrona. De este modo, podrían apreciarse mejor las diferencias entre variadores-motores que produzcan diferentes interarmónicos en la zona de altas frecuencias.
- Analizar el comportamiento de cada tipo de agrupación armónica frente a la interacción entre tonos cercanos usando distintos tipos de ventana, resoluciones, tiempos de agregación y diferentes porcentajes de solapamiento. Así también podría conocerse el comportamiento de las tasas de distorsión relacionadas con la medida de cada tipo de agrupación frecuencial, y, de este modo, podrían extraerse conclusiones sobre la conveniencia de usar para cada tasa uno u otro procedimiento de medida.
- Realizar ensayos con más variadores, con otros tipos de control y modulaciones, y motores de más potencia, empleando además mayor rango y número de frecuencias fundamentales de salida. También sería conveniente prolongar el tiempo del ensayo, manteniendo más estables las condiciones del mismo, para así poder aumentar el valor de los tiempos de agregación. De este modo, podrían hacerse más evidentes los comportamientos ya observados en las agrupaciones y tasas de los equipos ensayados de menor potencia, así como las diferencias entre parámetros de motores con diferentes defectos, o incluso podrían descubrirse nuevos patrones de fallo.
- Aplicar la metodología de caracterización armónica a un mismo motor al que se le hace pasar por diferentes estados de funcionamiento, comenzando por motor sano y forzando

después distintos grados de rotura de barras, para poder comparar mejor la variación relativa de los valores de los patrones de detección del fallo entre cada uno de los estados del motor.

- Ampliar el estudio para la caracterización del conjunto variador-motor al uso de otras magnitudes, distintas a la intensidad y tensión de fase, como el análisis mediante señales de vibraciones, flujo de dispersión, par electromagnético, potencia instantánea, etc. o mediante una mezcla de varias magnitudes. O incluso caracterizar motores con otros tipos de averías (cojinetes defectuosos, cortocircuitos entre espiras del estator,...). Quizá los parámetros obtenidos y la forma de tratar la señal para hallarlos, mediante el procedimiento desarrollado basado en el cálculo de la STFT y posterior agregación en frecuencia y en el tiempo, sean también aplicativos a estas otras averías, analizadas incluso mediante otras magnitudes.
- Clasificar, mediante técnicas estadísticas tradicionales u otras más modernas como redes neuronales, los motores en función de su avería y severidad del fallo, usando para ello los parámetros y patrones obtenidos mediante la metodología de caracterización desarrollada.
- Implementar de forma hardware, mediante FPGAs u otros ASIC, un equipo autónomo no basado en PC con el sistema de medición y análisis diseñado, similar a los que se usan comercialmente para la medida de calidad de la red eléctrica, pero con la capacidad añadida de medir las nuevas tasas y parámetros propuestos en esta tesis que permiten la descripción y caracterización de los convertidores y facilitan el diagnóstico de motores.
- Desarrollar modelos de simulación del conjunto variador-motor-carga que permitan emular el comportamiento en diferentes condiciones de funcionamiento y estados del motor, y posteriormente analizar los datos obtenidos en estas simulaciones con el mismo algoritmo desarrollado en esta tesis para analizar datos reales. Estas simulaciones podrían utilizar modelos de elementos finitos de los motores y comprobar su desempeño caracterizando señales de motores y variadores reales. Una vez desarrollados estos modelos, podrían preverse los resultados para una mayor variedad de casos que los obtenidos en ensayos reales, con el consiguiente ahorro en tiempo y coste de motores en diferentes grados de fallo.
- Aplicar el sistema de medida y análisis espectral desarrollado, con todas sus tasas y parámetros asociados, a la evaluación de la calidad de la energía de la red eléctrica, especialmente en redes aisladas de suministro como las de barcos o aviones, edificios públicos como hospitales o bien en redes de entornos domésticos, en las que se suelen conectar distintas cargas no lineales productoras de interarmónicos u otras perturbaciones, tales como fuentes conmutadas de ordenadores, lámparas de bajo consumo, etc.

ANEXOS.

ANEXO I.- TASAS y PARÁMETROS OBTENIDOS a PARTIR de los ENSAYOS.

A continuación, se presentan los resultados obtenidos para todas las tasas y parámetros definidos en el capítulo 5, tras procesar los datos procedentes de los ensayos realizados en esta tesis, mediante el algoritmo descrito en el mismo capítulo, y cuyos resultados más relevantes se muestran en el capítulo 6.

Anexo I. 1 – Tasas y parámetros de INTENSIDAD obtenidos a partir de los ensayos.

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_1 (A)	H_1 (A)	Irms_total (A)	F.F.	THD_Lf	THDS_Lf	THF_Lf	WTHD_lf	THDg_lf	TIHDS_lf	THDG_lf	TH_HDS_lf	TH_HDg_lf	TH_IHDS_lf	TH_IHDg_lf
M04	Escalor	3KHz	40Hz	0.42%	1.82888	1.82888	1.83498	99.6691%	2.0792%	2.1065%	2.0723%	0.5299%	1.4085%	1.3566%	2.3411%	2.5112%	2.5065%	7.5697%	7.7597%
M04	Escalor	3KHz	40Hz	3.83%	1.916702	1.916657	1.933054	99.1517%	2.0717%	2.1847%	2.0542%	0.5271%	1.06335%	1.05821%	5.7244%	10.8334%	10.8116%	7.3811%	7.3810%
M04	Escalor	3KHz	45Hz	0.37%	1.835575	1.833573	1.84037	99.6270%	2.1510%	2.1790%	2.1429%	0.5515%	1.3987%	1.3408%	2.3635%	2.5645%	2.5602%	8.2729%	8.2729%
M04	Escalor	3KHz	45Hz	3.33%	1.908415	1.908197	1.935830	98.5726%	2.2839%	2.6975%	2.2513%	0.6615%	1.49336%	1.47248%	15.1071%	15.0297%	7.9685%	7.9676%	7.9676%
M04	Escalor	3KHz	50Hz	0.40%	1.787846	1.787845	1.796121	99.5392%	3.3363%	3.3482%	3.3210%	0.7922%	1.6454%	1.6136%	3.7198%	3.7173%	8.8864%	8.8864%	8.8864%
M04	Escalor	3KHz	50Hz	3.13%	1.781479	1.781414	1.817830	97.9967%	5.8000%	5.9121%	5.7426%	1.2235%	1.75732%	1.75270%	18.5245%	18.5043%	8.3590%	8.3587%	8.3587%
M04	Escalor	3KHz	55Hz	0.36%	1.512403	1.512403	1.520463	98.9491%	10.6920%	10.6965%	10.5796%	2.1310%	2.9848%	2.9593%	11.1008%	11.0091%	9.5037%	9.5036%	9.5036%
M04	Escalor	3KHz	55Hz	3.45%	1.634983	1.634963	1.661776	98.9821%	9.6355%	9.6511%	9.5374%	1.9094%	2.6448%	2.6192%	11.7045%	11.6934%	8.3510%	8.3509%	8.3509%
M04	Escalor	3KHz	60Hz	0.39%	1.226194	1.226193	1.241324	98.7810%	11.1757%	11.1799%	11.0395%	2.2234%	2.7271%	2.7034%	11.5036%	11.5023%	10.7702%	10.7702%	10.7702%
M04	Escalor	3KHz	60Hz	4.39%	1.610593	1.610464	1.663614	97.3905%	8.8740%	8.9366%	8.6425%	1.7913%	2.0220%	1.9929%	21.9044%	21.8620%	7.9645%	7.9639%	7.9639%
M04	Escalor	4KHz	40Hz	0.42%	1.835529	1.835328	1.838142	99.7490%	2.0975%	2.1299%	2.0923%	0.5276%	1.4800%	1.4261%	2.5669%	2.5644%	6.2044%	6.2044%	6.2044%
M04	Escalor	4KHz	40Hz	3.83%	1.890433	1.890355	1.920655	98.4224%	2.2834%	2.4967%	2.2474%	0.6204%	1.66334%	1.65993%	8.8178%	16.7639%	6.4258%	6.4255%	6.4255%
M04	Escalor	4KHz	45Hz	0.37%	1.830084	1.830081	1.835120	99.7254%	2.1395%	2.1746%	2.1337%	0.5415%	1.5845%	1.5154%	2.4024%	2.6621%	6.9321%	6.9321%	6.9321%
M04	Escalor	4KHz	45Hz	3.33%	1.990311	1.989920	2.034447	97.8114%	2.4804%	3.1399%	2.4262%	0.7596%	2.01061%	1.9817%	7.8508%	20.2585%	20.1574%	6.4904%	6.4891%
M04	Escalor	4KHz	50Hz	0.40%	1.806309	1.806308	1.811964	99.6878%	2.3976%	2.4187%	2.3902%	0.5575%	1.8717%	1.8384%	2.6563%	3.0415%	3.0389%	7.3143%	7.3143%
M04	Escalor	4KHz	50Hz	3.13%	1.815371	1.815325	1.843231	98.4980%	3.8702%	3.9414%	3.8116%	0.7898%	1.56894%	1.56492%	8.6035%	16.1597%	16.1436%	6.9782%	6.9780%
M04	Escalor	4KHz	55Hz	0.36%	1.505653	1.505651	1.519162	99.1068%	10.7481%	10.7536%	10.6525%	2.1408%	2.7601%	2.7320%	11.0968%	11.0959%	7.5592%	7.5592%	7.5592%
M04	Escalor	4KHz	55Hz	3.39%	1.605139	1.605134	1.617175	99.2223%	9.7931%	9.7933%	9.7070%	1.9351%	3.9788%	3.9405%	9.9697%	10.5612%	10.5578%	6.7706%	6.7706%
M04	Escalor	4KHz	60Hz	0.39%	1.212700	1.212699	1.225368	98.9864%	11.3338%	11.3395%	11.2167%	2.2434%	2.6345%	2.6068%	11.4133%	11.6359%	8.6357%	8.6357%	8.6357%
M04	Escalor	4KHz	60Hz	4.39%	1.621491	1.621394	1.663090	98.0826%	8.7852%	8.8354%	8.6168%	1.7610%	1.6565%	1.65729%	10.7146%	18.8313%	18.7986%	6.3386%	6.3382%
M04	Escalor	5KHz	40Hz	0.42%	1.834400	1.834399	1.838437	99.7804%	2.0315%	2.0729%	2.0271%	0.5277%	1.5546%	1.4932%	2.3305%	2.5554%	6.1305%	6.1305%	6.1305%
M04	Escalor	5KHz	40Hz	3.83%	1.991623	1.991452	2.044180	97.4206%	3.1318%	3.5368%	3.0510%	1.1790%	2.2438%	2.21303%	22.4632%	22.4229%	5.6569%	5.6564%	5.6564%
M04	Escalor	5KHz	45Hz	0.37%	1.822968	1.822966	1.827295	99.7630%	2.0997%	2.1392%	2.0947%	0.5330%	1.7582%	1.6991%	2.4285%	2.7384%	6.3295%	6.3295%	6.3295%
M04	Escalor	5KHz	45Hz	3.33%	1.904386	1.904044	1.941062	98.0929%	2.5478%	3.1683%	2.4992%	0.7943%	1.86958%	1.84703%	7.7820%	18.6886%	18.7698%	6.0483%	6.0483%
M04	Escalor	5KHz	50Hz	0.40%	1.824622	1.824620	1.824923	99.3757%	2.8074%	2.8000%	2.8000%	0.7140%	2.3460%	2.3202%	3.6583%	3.6583%	6.2733%	6.2733%	6.2733%
M04	Escalor	5KHz	50Hz	3.13%	1.854639	1.854546	1.916922	96.7460%	5.2554%	5.3574%	5.0844%	1.1238%	24.9541%	24.9037%	13.3186%	25.5015%	25.4803%	5.8043%	5.8040%
M04	Escalor	5KHz	55Hz	0.36%	1.501848	1.501847	1.514372	99.1729%	10.8390%	10.8455%	10.7493%	2.1589%	2.7544%	2.7036%	11.1834%	11.1826%	6.5137%	6.5137%	6.5137%
M04	Escalor	5KHz	55Hz	3.52%	1.623889	1.623885	1.635200	99.3080%	9.7332%	9.7443%	9.6659%	1.9236%	3.4351%	3.3904%	10.3216%	10.3191%	5.7722%	5.7722%	5.7722%
M04	Escalor	5KHz	60Hz	0.39%	1.241047	1.241046	1.252324	99.0995%	10.7301%	10.7357%	10.6335%	2.1209%	3.4849%	3.4652%	10.8882%	11.2818%	7.4360%	7.4360%	7.4360%
M04	Escalor	5KHz	60Hz	4.39%	1.594980	1.594870	1.648770	97.7983%	8.6170%	8.6733%	8.4273%	1.7260%	1.86842%	1.86000%	20.5755%	20.5405%	5.6544%	5.6540%	5.6540%
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	0.42%	1.442174	1.442170	1.448560	99.5589%	1.8185%	1.8105%	1.8105%	0.4571%	1.4956%	1.4153%	2.1365%	2.3643%	2.3444%	9.1259%	9.1259%
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	3.83%	1.701486	1.701390	1.732985	98.1763%	2.5923%	2.9067%	2.5450%	0.9775%	1.74252%	1.73258%	8.7382%	17.6170%	17.3838%	8.0922%	8.0888%
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	0.37%	1.426149	1.426147	1.433019	99.5205%	1.8147%	1.8161%	1.8060%	0.4621%	2.0005%	1.9318%	2.2057%	2.7007%	2.6946%	9.4505%	9.4505%
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	3.56%	1.677016	1.676938	1.691130	99.1608%	1.9705%	2.1915%	1.9539%	0.5636%	9.8202%	9.7030%	4.1502%	10.0158%	9.9685%	8.3463%	8.3459%
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	0.40%	1.429265	1.429262	1.436834	99.4730%	2.0214%	2.0108%	2.0108%	0.5268%	1.2755%	1.1912%	2.2421%	2.3898%	2.3823%	10.0271%	10.0271%
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	3.13%	1.678041	1.677986	1.709312	98.1674%	2.5919%	2.8245%	2.5444%	0.9191%	17.0150%	16.9464%	8.4626%	17.2112%	17.1916%	8.9803%	8.9800%
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	0.36%	1.396263	1.396259	1.405551	99.3389%	4.3464%	4.3675%	4.3175%	0.9452%	2.2057%	2.1388%	4.5423%	4.8738%	4.8680%	10.4793%	10.4793%
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	3.52%	1.638769	1.638764	1.650404	99.2947%	7.6695%	7.6826%	7.6154%	1.5010%	3.5393%	3.4945%	7.8945%	8.4425%	8.4402%	8.4401%	8.4401%
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	0.39%	1.253535	1.253533	1.266974	98.9391%	9.2589%	9.2664%	9.1606%	1.8282%	2.7965%	2.7569%	9.3722%	9.6718%	9.6697%	11.0485%	11.0485%
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	4.39%	1.625238	1.625141	1.669905	97.9057%	8.2900%	8.3538%	8.1164%	1.6774%	1.72167%	1.71301%	10.5073%	19.1086%	19.0762%	8.2018%	8.2013%
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	0.42%	1.437228	1.437227	1.443019	99.6688%	1.8383%	1.8957%	1.8322%	0.4595%	1.6357%	1.5611%	2.2468%	2.4602%	2.4569%	7.7844%	7.7844%
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	3.83%	1.708855	1.708800	1.726368	98.9824%	2.4291%	2.6693%	2.4044%	0.6758%	12.4465%	12.3604%	6.5122%	12.6812%	12.6556%	6.7747%	6.7745%
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	0.37%	1.415346	1.415344	1.420527	99.6351%	1.7795%	1.8433%	1.7730%	0.4415%	2.1573%	2.0906%	2.2550%	2.7962%	2.7919%	8.0970%	8.0970%
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	3.56%	1.701304	1.701118	1.726221	98.5458%	2.3387%	2.7675%	2.3047%	0.7407%	15.5946%	15.4152%	5.9763%	15.7690%	15.6977%	6.9758%	6.9751%
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	0.40%	1.423542	1.423540	1.429081	99.6122%	1.7254%	1.7813%	1.7187%	0.4016%	1.8645%	1.8001%	2.1362%	2.5343%	2.5343%	8.4633%	8.4633%
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	3.13%	1.692517	1.692444	1.728100	97.9367%	2.5969%	2.9030%	2.5969%	0.8544%	19.1267%	19.0566%	9.4603%	19.3012%	19.2778%	7.2998%	7.2995%
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	0.36%	1.395640	1.395637	1.402139	99.5363%	3.9946%	4.0224%	3.9761%	0.8393%	2.1363%	2.1363%	4.5627%	4.5591%	8.5197%	8.5197%	8.5197%
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	3.52%	1.601306	1.601296	1.611718	99.3534%	7.9633%	7.9776%	7.9118%	1.5538%	4.4968%	4.4528%	8.2060%	9.1451%	9.1388%	6.8526%	6.8526%
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	0.39%	1.224838	1.224837	1.233636	99.0716%	10.2336%	10.2408%	10.1386%	2.0198%	2.4679%	2.4316%	10.3099%	10.5262%	8.8020%	8.8020%	8.8020%
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	4.39%	1.593025	1.592912	1.630969	97.6666%	8.8164%	8.8871%	8.6106%	1.7792%	19.0716%	18.9787%	11.3103%	21.0108%	20.9754%	6.4875%	6.4870%
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	0.42%	1.438925	1.438924	1.443316	99.6566%	1.7363%	1.8159%	1.7311%	0.4319%	1.7506%	1.6595%	2.4615%	2.4653%	2.4615%	7.4263%	7.4263%
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	3.83%	1.720238	1.720173	1.740065	98.8568%	2.5171%	2.7695%	2.4884%	0.8526%	13.6293%	13.5402%	7.1455%	13.8318%	13.8318%	6.3698%	6.3696%
M04	Vectorial	5KHz	45Hz	0.37%	1.414400	1.414398	1.419022	99.6741%	1.8218%	1.8943%	1.8159%	0.4522%	2.3403%	2.2684%	2.3653%	2.9654%	2.9595%	7.5310%	7.5310%

Carga- MOTOR	Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_1 (A)	H_1 (A)	Irms_total (A)	F.F.	THD_1_IF	THDS_1_IF	THF_1F	WTHD_1F	TIHDg_1F	TIHDS_1F	THDg_1F	THDGS_1F	TH_1HDS_1F	TH_1HDS_1F	TH_1HDS_1_HF
M04	Vectorial	5KHz	45Hz	3.56%	1.706474	1.706229	98.2043%	2.6266%	3.1313%	2.5794%	0.8698%	17.8958%	17.6901%	6.8410%	18.0874%	18.0051%	6.4725%	6.4716%	
M04	Vectorial	5KHz	50Hz	0.40%	1.439867	1.439865	99.6673%	2.0407%	2.0954%	2.0339%	0.5236%	1.8623%	1.7904%	2.4300%	2.7622%	2.7580%	7.7042%	7.7042%	
M04	Vectorial	5KHz	50Hz	3.13%	1.698441	1.698379	98.0605%	3.0412%	3.2033%	2.9822%	0.8463%	18.7225%	18.6610%	6.9628%	18.9477%	18.9477%	6.3030%	6.3030%	
M04	Vectorial	5KHz	55Hz	0.36%	1.382064	1.382060	99.5887%	5.2460%	5.2701%	5.2334%	1.0594%	2.2549%	2.1757%	5.4425%	5.7098%	5.7055%	7.3638%	7.3637%	
M04	Vectorial	5KHz	55Hz	3.52%	1.589358	1.589348	99.4053%	8.0662%	8.0798%	8.0182%	1.5741%	4.4602%	4.4111%	8.3002%	9.2104%	9.2104%	5.9211%	5.9211%	
M04	Vectorial	5KHz	60Hz	0.39%	1.188551	1.188550	99.0817%	11.1283%	11.1333%	11.0261%	2.2075%	2.3134%	2.2818%	11.2004%	11.3661%	11.3655%	7.5525%	7.5525%	
M04	Vectorial	5KHz	60Hz	4.39%	1.577158	1.577121	99.8599%	9.1887%	9.2135%	9.0840%	1.8353%	10.7988%	10.7434%	10.0451%	14.1791%	14.1620%	5.5611%	5.5610%	
M04	PCE	4KHz	40Hz	0.42%	1.678524	1.678512	99.5940%	2.2871%	2.1747%	2.2716%	0.7509%	3.0132%	2.9639%	3.7821%	3.7637%	3.7637%	8.3332%	8.3332%	
M04	PCE	4KHz	40Hz	3.83%	1.687153	1.687104	99.1053%	2.2170%	2.7521%	2.1971%	0.7398%	10.5209%	10.3538%	5.7265%	10.7243%	10.7243%	8.1111%	8.1109%	
M04	PCE	4KHz	45Hz	0.37%	1.685836	1.685819	99.5724%	2.3086%	2.9550%	2.2987%	0.8574%	3.7507%	3.2228%	4.2263%	4.4036%	4.3811%	8.1653%	8.1652%	
M04	PCE	4KHz	45Hz	3.33%	1.681974	1.681947	99.5209%	2.1872%	2.7933%	2.1767%	0.5463%	3.5639%	3.5292%	4.1911%	5.7922%	5.7636%	7.9346%	7.9345%	
M04	PCE	4KHz	50Hz	0.40%	1.741606	1.741585	99.5572%	2.2787%	3.0533%	2.2688%	0.6174%	4.1650%	4.1040%	4.8716%	5.1464%	5.1222%	7.9177%	7.9176%	
M04	PCE	4KHz	50Hz	3.13%	1.740957	1.740917	99.1792%	2.1076%	2.8568%	2.0903%	1.0642%	10.2065%	9.9800%	6.2927%	10.4216%	10.3900%	7.5899%	7.5897%	
M04	PCE	4KHz	55Hz	0.36%	1.447488	1.447460	99.3473%	5.1386%	5.7943%	5.2839%	1.0737%	5.6147%	5.0660%	7.3744%	7.7034%	7.7034%	8.4875%	8.4874%	
M04	PCE	4KHz	55Hz	3.45%	1.607434	1.607386	99.2185%	4.9742%	5.3190%	4.9354%	1.0137%	8.8971%	8.6395%	6.9128%	10.1929%	10.1633%	7.3661%	7.3659%	
M04	PCE	4KHz	60Hz	0.39%	1.174342	1.174318	99.2237%	4.7761%	5.3788%	4.7391%	0.9580%	6.3522%	5.9022%	7.4921%	7.9485%	7.9198%	9.6929%	9.6927%	
M04	PCE	4KHz	60Hz	4.39%	1.571019	1.570968	99.0780%	4.3511%	4.7302%	4.3109%	0.8711%	10.8190%	10.6120%	7.0167%	11.6609%	11.6323%	7.1425%	7.1423%	
M04	PCN	4KHz	40Hz	0.42%	1.785996	1.785978	99.6263%	2.1278%	2.5651%	2.1198%	0.5789%	3.0441%	2.6330%	3.4841%	3.7134%	3.6870%	7.8350%	7.8349%	
M04	PCN	4KHz	40Hz	3.83%	1.927816	1.927796	99.5883%	2.2183%	2.8452%	2.1960%	0.5675%	5.2042%	4.9693%	3.7268%	5.6518%	5.6334%	7.2284%	7.2283%	
M04	PCN	4KHz	45Hz	3.41%	1.786338	1.786320	99.6033%	2.2183%	2.8151%	2.2095%	0.6348%	3.7811%	3.3204%	4.1328%	4.3601%	4.3601%	7.854%	7.853%	
M04	PCN	4KHz	45Hz	0.40%	1.805118	1.805093	99.5555%	2.5394%	3.2138%	2.5289%	1.0073%	4.5518%	4.0604%	4.9565%	5.2116%	5.1845%	7.5007%	7.5005%	
M04	PCN	4KHz	50Hz	3.13%	1.858725	1.858678	99.1755%	4.9226%	5.2798%	4.8820%	1.0070%	9.7606%	9.5359%	7.5883%	10.9313%	10.9080%	6.8903%	6.8901%	
M04	PCN	4KHz	55Hz	0.36%	1.453843	1.453825	99.3266%	5.8680%	5.3567%	5.3567%	1.0842%	5.9727%	5.0371%	7.7712%	7.7436%	7.7436%	8.3882%	8.3882%	
M04	PCN	4KHz	55Hz	3.45%	1.591564	1.591535	99.3121%	5.0213%	5.3931%	4.8867%	0.9872%	7.6484%	7.3490%	6.8875%	9.1491%	9.1285%	7.4375%	7.4373%	
M04	PCN	4KHz	60Hz	0.39%	1.204932	1.204905	99.2047%	5.5325%	6.0165%	5.4885%	1.0958%	6.2490%	5.7251%	7.9185%	8.3453%	8.3184%	9.5573%	9.5571%	
M04	PCN	4KHz	60Hz	4.39%	1.530839	1.530812	99.3518%	4.8007%	5.1362%	4.7696%	0.9489%	7.2927%	7.0255%	6.7904%	8.7305%	8.7106%	7.3959%	7.3958%	
M04	VBD	10KHz	40Hz	0.42%	1.032367	1.032347	99.2515%	2.5262%	2.7913%	2.5073%	0.8932%	2.7483%	2.3599%	3.3944%	3.7304%	3.6790%	11.7292%	11.7289%	
M04	VBD	10KHz	40Hz	3.83%	1.459984	1.459954	99.6784%	2.2162%	2.4303%	2.2011%	0.7315%	7.6001%	7.4841%	4.2249%	7.9160%	7.8903%	8.6671%	8.6670%	
M04	VBD	10KHz	45Hz	0.37%	1.876566	1.876522	99.6448%	2.9627%	3.1802%	2.9531%	0.8919%	3.3488%	2.9846%	3.8342%	4.4668%	4.4132%	6.7363%	6.7361%	
M04	VBD	10KHz	45Hz	3.33%	1.912517	1.912463	99.6041%	2.9860%	3.2260%	2.9742%	0.8473%	5.4485%	5.2036%	4.1876%	6.2093%	6.1628%	6.4108%	6.4106%	
M04	VBD	10KHz	50Hz	0.40%	1.834132	1.834109	99.7176%	4.1295%	4.2716%	4.1178%	0.8066%	2.9271%	2.6261%	4.8182%	5.0566%	5.0314%	5.829%	5.828%	
M04	VBD	10KHz	50Hz	0.36%	1.112581	1.112532	99.2128%	3.8221%	4.1968%	3.7920%	0.9373%	6.0855%	5.6222%	5.5813%	7.1844%	7.1220%	10.3815%	10.3810%	
M04	VBD	10KHz	55Hz	3.45%	1.607218	1.607196	99.4790%	5.5571%	5.6887%	5.5281%	1.0018%	6.5827%	6.4255%	6.5120%	8.6132%	8.5970%	5.5534%	5.5533%	
M04	VBD	10KHz	60Hz	0.39%	1.112700	1.112678	99.4766%	2.8443%	3.2792%	2.8289%	0.5242%	5.1989%	4.8219%	5.0564%	5.9252%	5.8914%	8.3918%	8.3916%	
M04	VBD	10KHz	60Hz	4.39%	1.520666	1.520652	99.5486%	5.3480%	5.4690%	5.3239%	0.9595%	5.9233%	5.4335%	6.3160%	7.7254%	7.7254%	5.5705%	5.5705%	
M04	VBN	10KHz	40Hz	0.42%	1.130697	1.130691	99.3694%	2.3515%	2.5938%	2.3367%	0.8486%	2.4556%	2.1322%	3.1321%	3.3976%	3.3805%	10.7641%	10.7640%	
M04	VBN	10KHz	40Hz	3.83%	1.267633	1.267614	99.3090%	2.5220%	2.8038%	2.2879%	0.7289%	6.1644%	6.0364%	3.7452%	6.5797%	6.5575%	9.8192%	9.8191%	
M04	VBN	10KHz	45Hz	0.37%	1.391358	1.391298	99.4351%	2.6923%	3.0378%	2.6771%	0.9290%	4.9587%	4.5047%	4.0455%	5.6388%	5.5620%	9.0635%	9.0631%	
M04	VBN	10KHz	45Hz	3.48%	1.520737	1.520606	99.2569%	2.4484%	2.9053%	2.4302%	0.7755%	8.7623%	8.3866%	4.5524%	9.0965%	9.0004%	8.2190%	8.2183%	
M04	VBN	10KHz	50Hz	0.40%	1.848728	1.848716	99.7196%	4.0532%	4.1966%	4.0418%	0.7676%	3.0059%	2.7362%	4.7680%	5.0419%	5.0291%	5.5606%	5.5606%	
M04	VBN	10KHz	50Hz	3.13%	1.845720	1.845708	99.5372%	5.8289%	5.9214%	5.8019%	1.0941%	5.5865%	5.4621%	6.749%	8.0629%	8.0629%	5.2978%	5.2977%	
M04	VBN	10KHz	55Hz	0.36%	1.456367	1.456355	99.5429%	6.1993%	6.3357%	6.1709%	1.1402%	3.9702%	3.6802%	7.0533%	7.3594%	7.3481%	6.1574%	6.1574%	
M04	VBN	10KHz	55Hz	3.45%	1.583991	1.583980	99.5447%	5.8659%	5.8422%	5.8156%	1.0458%	5.1177%	4.9365%	6.6477%	7.7648%	7.7555%	5.6048%	5.6048%	
M04	VBN	10KHz	60Hz	0.39%	1.200823	1.200815	99.4522%	5.9963%	6.1898%	5.9641%	1.0747%	4.7360%	4.4118%	7.1953%	7.6403%	7.6309%	7.2181%	7.2181%	
M04	VBN	10KHz	60Hz	4.39%	1.572604	1.572589	99.5342%	5.3314%	5.4517%	5.3065%	0.9572%	5.9668%	5.8239%	6.3394%	8.0011%	7.9889%	5.4592%	5.4592%	
M04	Red			0.47%	1.688262	1.688262	99.9145%	3.9077%	3.9107%	3.9077%	0.7886%	1.3583%	1.3478%	3.9786%	4.1374%	4.1365%	0.0777%	0.0777%	
M04	Red			4.33%	1.780513	1.780443	99.8394%	2.9127%	3.0123%	2.8789%	0.6311%	15.0895%	15.0301%	15.3680%	15.3416%	15.3416%	0.2247%	0.2247%	
M01	Escalor	3KHz	40Hz	0.42%	1.808718	1.808715	99.6616%	1.9421%	1.9702%	1.9355%	0.5612%	1.3180%	1.2627%	2.2140%	2.3468%	2.3410%	7.9072%	7.9072%	
M01	Escalor	3KHz	40Hz	3.83%	1.871830	1.871809	99.6228%	1.8071%	1.8493%	1.8002%	0.4941%	3.8991%	3.8466%	2.8435%	4.2973%	4.2708%	7.5765%	7.5765%	
M01	Escalor	3KHz	45Hz	0.37%	1.802108	1.802106	99.6726%	2.0231%	2.0565%	2.0165%	0.5898%	1.9498%	1.9498%	2.3337%	2.4816%	2.4638%	8.3587%	8.3587%	
M01	Escalor	3KHz	45Hz	3.41%	1.809384	1.809358	99.5778%	1.8061%	1.7985%	1.7985%	0.5898%	3.9026%	3.8277%	2.5904%	4.3001%	4.2654%	8.1536%	8.1536%	

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_1 (A)	H_1 (A)	Irms total (A)	F.F.	THD_Lf (%)	THDS_Lf (%)	THF_Lf (%)	WTHD_Lf (%)	TIHDg_Lf (%)	TIHDS_Lf (%)	THDG_Lf (%)	TH_Hf (%)	THDg_Hf (%)	TH_Hf (%)	TH_Hf (%)
M01	Escalor	3KHz	50Hz	0.33%	1.750548	1.750544	1.758422	99.5519%	2.6497%	2.66559%	0.6202%	0.6202%	1.5093%	1.4600%	2.8138%	3.0493%	3.0407%	8.9962%	8.9962%
M01	Escalor	3KHz	50Hz	3.13%	1.776741	1.776716	1.799036	99.3114%	3.6900%	3.7021%	3.6546%	0.7877%	7.2356%	7.2003%	5.0602%	8.1176%	8.0999%	8.5604%	8.5604%
M01	Escalor	3KHz	55Hz	0.36%	1.475973	1.475970	1.491186	98.9796%	10.1548%	10.1605%	10.0512%	2.0379%	3.5485%	3.5219%	10.3138%	10.7563%	10.7545%	9.5686%	9.5686%
M01	Escalor	3KHz	55Hz	3.45%	1.611713	1.611677	1.626791	99.0709%	9.2014%	9.2158%	9.1160%	1.8271%	5.8154%	5.7437%	10.8851%	10.8644%	10.8644%	8.3641%	8.3641%
M01	Escalor	3KHz	60Hz	0.33%	1.213507	1.213505	1.227845	98.8321%	10.4232%	10.4292%	10.3015%	2.0689%	3.2678%	3.2378%	10.9334%	10.9216%	10.8822%	10.8822%	10.8822%
M01	Escalor	3KHz	60Hz	4.39%	1.644761	1.644703	1.658646	99.1593%	8.2340%	8.2432%	8.1648%	1.8419%	6.3737%	6.2937%	10.4126%	10.3778%	10.3778%	7.8647%	7.8647%
M01	Escalor	4KHz	40Hz	0.42%	1.806105	1.806103	1.810563	99.5337%	1.8935%	1.9315%	1.8883%	0.5513%	1.3851%	1.3147%	2.1900%	2.3457%	2.3420%	6.6321%	6.6320%
M01	Escalor	4KHz	40Hz	3.83%	1.824622	1.824602	1.830728	99.6654%	1.8372%	1.8929%	1.8311%	0.4961%	4.6934%	4.6422%	3.0969%	5.0176%	5.0176%	6.4728%	6.4727%
M01	Escalor	4KHz	45Hz	0.37%	1.799868	1.799865	1.804066	99.7207%	1.9046%	1.9475%	1.8993%	0.5646%	1.8559%	1.7960%	2.2540%	2.6590%	2.6531%	7.0012%	7.0012%
M01	Escalor	4KHz	45Hz	3.41%	1.798280	1.798252	1.804430	99.6576%	1.8133%	1.8918%	1.8071%	0.4942%	4.2746%	4.1932%	2.7049%	4.6432%	4.6089%	6.8755%	6.8754%
M01	Escalor	4KHz	50Hz	0.33%	1.766279	1.766277	1.771981	99.6781%	2.7877%	2.7877%	2.7588%	0.6780%	1.9159%	1.8821%	3.0062%	3.3639%	3.3639%	7.3062%	7.3062%
M01	Escalor	4KHz	50Hz	3.13%	1.806078	1.806046	1.817361	99.3774%	4.9249%	4.9467%	4.8942%	1.0229%	7.5425%	7.5006%	6.0892%	9.9079%	9.8979%	6.6753%	6.6751%
M01	Escalor	4KHz	55Hz	0.36%	1.498032	1.498029	1.511381	99.1827%	9.9140%	9.9205%	9.8330%	1.9870%	3.0700%	3.0418%	10.3364%	10.3785%	10.3770%	7.6007%	7.6007%
M01	Escalor	4KHz	55Hz	3.45%	1.591048	1.591016	1.604123	99.1829%	9.3548%	9.3688%	9.2773%	1.8555%	5.6842%	5.6178%	10.9463%	10.9277%	10.9277%	6.7546%	6.7544%
M01	Escalor	4KHz	60Hz	0.33%	1.893320	1.893318	1.901205	99.0104%	10.8345%	10.8419%	10.7273%	2.1493%	2.8118%	2.7738%	10.9247%	11.1934%	11.1922%	8.6954%	8.6954%
M01	Escalor	4KHz	60Hz	4.39%	1.623390	1.623336	1.634696	99.3050%	8.6557%	8.6628%	8.5956%	1.7272%	5.1581%	5.0734%	8.8883%	10.0761%	10.0422%	6.2395%	6.2393%
M01	Escalor	5KHz	40Hz	0.42%	1.811341	1.811340	1.815237	99.7853%	1.8886%	1.9342%	1.8846%	0.5498%	1.4046%	1.3346%	2.1990%	2.3532%	2.3505%	6.1327%	6.1327%
M01	Escalor	5KHz	40Hz	3.83%	1.812964	1.812943	1.818241	99.7086%	1.8940%	1.9540%	1.8885%	0.4994%	4.2640%	4.2060%	2.9860%	4.6655%	4.6405%	6.0666%	6.0665%
M01	Escalor	5KHz	45Hz	0.37%	1.799405	1.799404	1.803796	99.7565%	2.0379%	2.0823%	2.0329%	0.5805%	1.8090%	1.7510%	2.3867%	2.7248%	2.7214%	6.4390%	6.4389%
M01	Escalor	5KHz	45Hz	3.41%	1.782443	1.782415	1.788191	99.6770%	1.9103%	1.9918%	1.9041%	0.5139%	4.4098%	4.3159%	4.8771%	4.8446%	4.8446%	6.4134%	6.4133%
M01	Escalor	5KHz	50Hz	0.33%	1.734267	1.734265	1.739888	99.6940%	4.5447%	4.5553%	4.5308%	1.0119%	1.4910%	1.4484%	4.6491%	4.7829%	4.7804%	6.2147%	6.2147%
M01	Escalor	5KHz	50Hz	3.13%	1.742314	1.742285	1.752361	99.4250%	5.9937%	5.9992%	5.9493%	1.1590%	6.7752%	6.7394%	9.0392%	9.0206%	9.0206%	5.8566%	5.8565%
M01	Escalor	5KHz	55Hz	0.36%	1.461329	1.461327	1.473179	99.1955%	10.5152%	10.5073%	10.4227%	2.1055%	3.1133%	3.0648%	10.6270%	10.9588%	10.9574%	6.5410%	6.5410%
M01	Escalor	5KHz	55Hz	3.45%	1.606686	1.606651	1.619342	99.2163%	9.4549%	9.4709%	9.3808%	1.8761%	6.0357%	5.9642%	9.7421%	11.2172%	11.1975%	5.7256%	5.7255%
M01	Escalor	5KHz	60Hz	0.33%	1.197757	1.197757	1.208308	99.1267%	10.6064%	10.6128%	10.5138%	2.1099%	2.6896%	2.6618%	10.6954%	10.9420%	10.9416%	7.5664%	7.5664%
M01	Escalor	5KHz	60Hz	4.39%	1.623759	1.623711	1.633676	99.3900%	8.3921%	8.3980%	8.3409%	1.6670%	4.7284%	4.6494%	8.5975%	9.6325%	9.6013%	5.083%	5.083%
M01	Vectorial	3KHz	40Hz	0.42%	1.566597	1.566595	1.572849	99.6024%	1.8460%	1.8669%	1.8386%	0.5441%	1.6391%	1.5823%	2.2484%	2.4683%	2.4638%	8.5979%	8.5979%
M01	Vectorial	3KHz	40Hz	3.83%	1.785192	1.785175	1.791681	99.6368%	1.6983%	1.7425%	1.6928%	0.4750%	3.1372%	3.0765%	3.5674%	3.5400%	3.5400%	7.7661%	7.7661%
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	0.37%	1.566552	1.566549	1.573311	99.5702%	1.8397%	1.8857%	1.8318%	0.5426%	1.5238%	1.4488%	2.1256%	2.3884%	2.3812%	8.9893%	8.9893%
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	3.41%	1.764904	1.764884	1.771962	99.6006%	1.8452%	1.7836%	1.7836%	0.5231%	3.0349%	2.9572%	2.4128%	3.5235%	3.4915%	8.2434%	8.2433%
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	0.33%	1.573460	1.573455	1.581139	99.5140%	2.2832%	2.3244%	2.2721%	0.7501%	1.4317%	1.3345%	2.5206%	2.6946%	2.6842%	9.5216%	9.5216%
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	3.13%	1.755777	1.755758	1.764545	99.5020%	2.8013%	2.8232%	2.7873%	0.6724%	4.5117%	4.4687%	5.3566%	5.3106%	5.2896%	8.4943%	8.4942%
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	0.36%	1.437271	1.437268	1.448021	99.2574%	6.1846%	6.1968%	6.1387%	1.2571%	3.1130%	3.0768%	6.3911%	6.9238%	6.9210%	10.1129%	10.1129%
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	3.39%	1.622691	1.622657	1.636418	99.1591%	8.3527%	8.3685%	8.2825%	1.6600%	5.4102%	5.392%	8.6384%	9.9518%	9.9303%	8.4439%	8.4437%
M01	Vectorial	3KHz	60Hz	0.33%	1.193903	1.193902	1.207862	98.8443%	10.4513%	10.4570%	10.3305%	2.0835%	2.6656%	2.6368%	10.5321%	10.7858%	10.7851%	10.9034%	10.9034%
M01	Vectorial	4KHz	40Hz	0.42%	1.566441	1.566439	1.561300	99.6887%	1.9742%	2.0235%	1.9681%	0.5790%	1.6484%	1.5786%	2.3561%	2.5721%	2.5679%	7.4842%	7.4842%
M01	Vectorial	4KHz	40Hz	3.83%	1.675753	1.675709	1.72476	99.7197%	1.7645%	1.8108%	1.7598%	0.4761%	2.7699%	2.7080%	2.5136%	3.2838%	3.2592%	6.7484%	6.7484%
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	0.37%	1.570740	1.570737	1.575884	99.6734%	1.7658%	1.8235%	1.7600%	0.5286%	2.0833%	2.0157%	2.1820%	2.7304%	2.7232%	7.6283%	7.6283%
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	3.41%	1.773867	1.773845	1.779767	99.6672%	1.8112%	1.8879%	1.8052%	0.5013%	3.9063%	3.8287%	2.6142%	4.3056%	4.2757%	6.9534%	6.9534%
M01	Vectorial	4KHz	50Hz	0.33%	1.542596	1.542592	1.548111	99.6435%	1.7745%	1.7745%	1.7682%	0.5461%	1.3119%	1.21354%	2.2883%	2.2789%	2.2789%	8.1551%	8.1551%
M01	Vectorial	4KHz	50Hz	3.13%	1.774236	1.774219	1.781127	99.6121%	3.1491%	3.1705%	3.1369%	0.7506%	4.4604%	4.4204%	3.8281%	5.4600%	5.4421%	6.9453%	6.9452%
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	0.36%	1.436820	1.436816	1.445066	99.4291%	6.3850%	6.3950%	6.3485%	1.2854%	2.9313%	2.8868%	6.5778%	7.0256%	7.0217%	8.1132%	8.1132%
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	3.45%	1.610985	1.610969	1.621779	99.3335%	8.3933%	8.4035%	8.3333%	1.6606%	4.2109%	4.1363%	8.6256%	9.3696%	9.3696%	6.8226%	6.8225%
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	0.33%	1.191025	1.191024	1.202896	99.0131%	10.7958%	10.8024%	10.6893%	2.1509%	2.8212%	2.7923%	10.8856%	11.1583%	11.1579%	8.7086%	8.7086%
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	4.39%	1.576617	1.576652	1.587683	99.3002%	8.6509%	8.6581%	8.5904%	1.7152%	4.9567%	4.8783%	8.8907%	9.9409%	9.9409%	6.4843%	6.4843%
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	0.42%	1.574968	1.574967	1.579122	99.7369%	1.7729%	1.8389%	1.7682%	0.5241%	1.5640%	1.4764%	2.2003%	2.3635%	2.3596%	6.8782%	6.8782%
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	3.83%	1.810608	1.810690	1.814875	99.7639%	1.8375%	1.8331%	1.8331%	0.4799%	2.6054%	2.5267%	2.5506%	3.1878%	3.1564%	6.1065%	6.1064%
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	0.37%	1.566947	1.566945	1.561408	99.7142%	1.7643%	1.8280%	1.7592%	0.5286%	1.9082%	1.8347%	2.1960%	2.5984%	2.5925%	7.1177%	7.1177%
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	3.41%	1.756195	1.756174	1.761255	99.7115%	1.8884%	1.9688%	1.8829%	0.5196%	3.5489%	3.4633%	2.6495%	4.0198%	4.0198%	6.4649%	6.4649%
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	0.33%	1.592862	1.592859	1.597417	99.7147%	2.2076%	2.2557%	2.2013%	0.7603%	1.3690%	1.2657%	2.4749%	2.5973%	2.5902%	7.1161%	7.1161%
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	3.13%	1.766555	1.766538	1.770656	99.7166%	2.4073%	2.4354%	2.4004%	0.5385%	3.5424%	3.4928%	3.0014%	4.2828%	4.2601%	6.2129%	6.2129%
M01	Vectorial	5KHz	55Hz	0.36%	1.455944	1.455941	1.462843	99.5282%	6.0577%	6.0746%	6.0291%	1.2215%	2.8177%	2.7710%	6.2487%	6.6808%	6.6783%	7.1002%	7.1002%

Carga- MOTOR	Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_1 (A)	H_1 (A)	Irms_total (A)	F.F.	THD_Lf IF THDS_Lf IF	THF_IF	WTHD_IF	TIHDg_Lf IF THIDS_Lf IF THDg_Lf IF THIDS_Lf IF THDg_Lf IF THIDS_Lf IF	TH_IHDS_Lf IF TH_IHDS_Lf IF TH_IHDS_Lf IF TH_IHDS_Lf IF	TH_IHDS_Lf IF TH_IHDS_Lf IF TH_IHDS_Lf IF TH_IHDS_Lf IF					
M01	Vectorial	5KHz	55Hz	3.52%	1.628681	1.628654	1.638116	99.4224%	8.3416%	8.3550%	8.2934%	1.6477%	3.6001%	3.5131%	8.5541%	9.0666%	9.0666%	5.8310%	5.8309%
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	0.33%	1.212754	1.212754	1.222950	99.1663%	10.2625%	10.2692%	10.1769%	2.0362%	2.4957%	2.4642%	10.3541%	10.5615%	10.5615%	7.5708%	7.5708%
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	4.39%	1.583596	1.583554	1.592917	99.4122%	8.4514%	8.4578%	8.4017%	1.6665%	3.8014%	3.7120%	8.6028%	9.2369%	9.2369%	5.7214%	5.7212%
M01	PCE	4KHz	40Hz	0.42%	1.627809	1.627801	1.634422	99.5949%	2.2400%	2.2318%	2.2318%	0.7578%	2.9933%	2.5466%	3.6076%	3.7383%	3.7238%	8.2192%	8.2191%
M01	PCE	4KHz	40Hz	3.83%	1.659982	1.653961	1.660831	99.5864%	1.9488%	2.4119%	1.9407%	0.5970%	3.7285%	3.4043%	3.5247%	4.2064%	4.1788%	8.0969%	8.0968%
M01	PCE	4KHz	45Hz	0.37%	1.634670	1.634651	1.641569	99.5786%	2.2276%	2.8521%	2.2182%	0.6822%	3.8156%	3.3311%	4.2255%	4.4176%	4.3916%	8.0808%	8.0807%
M01	PCE	4KHz	45Hz	3.56%	1.655048	1.655019	1.661633	99.6020%	1.9994%	2.6220%	1.9914%	0.5598%	4.0167%	3.5827%	4.0510%	4.4862%	4.4474%	7.7431%	7.7430%
M01	PCE	4KHz	50Hz	0.33%	1.617408	1.617387	1.624851	99.5406%	3.4971%	4.1032%	3.4810%	0.8187%	4.7507%	4.1942%	5.6538%	5.8983%	5.8776%	7.5983%	7.5982%
M01	PCE	4KHz	50Hz	3.13%	1.636520	1.636489	1.643338	99.5529%	3.7711%	4.2238%	3.7204%	0.7993%	4.9360%	4.4749%	5.6442%	6.1906%	6.1594%	7.1907%	7.1906%
M01	PCE	4KHz	55Hz	3.52%	1.365607	1.365582	1.374488	99.3521%	5.1895%	5.6943%	5.1569%	1.0928%	5.6376%	5.0706%	7.2688%	7.6620%	7.6373%	8.4949%	8.4948%
M01	PCE	4KHz	55Hz	3.52%	1.546057	1.546057	1.554660	99.4338%	4.7944%	5.1604%	4.7677%	0.9573%	5.9743%	5.5951%	6.5525%	7.1659%	7.1315%	7.3148%	7.3148%
M01	PCE	4KHz	60Hz	0.33%	1.131003	1.130980	1.139795	99.2265%	4.7015%	5.3039%	4.6651%	0.9774%	6.4192%	5.8739%	7.4501%	7.9560%	7.9295%	9.6549%	9.6547%
M01	PCE	4KHz	60Hz	4.39%	1.588656	1.588601	1.595820	99.5389%	4.0809%	4.4795%	4.0621%	0.8197%	5.1351%	4.7031%	5.9018%	6.5587%	6.5046%	7.0598%	7.0595%
M01	PCN	4KHz	40Hz	0.42%	1.735802	1.735791	1.742283	99.6274%	2.0902%	2.5584%	2.0824%	0.8243%	3.0819%	2.6639%	3.5241%	3.7231%	3.7058%	7.8164%	7.8163%
M01	PCN	4KHz	40Hz	3.83%	1.890676	1.890640	1.896912	99.6994%	2.0521%	2.5298%	2.0454%	0.5802%	3.3217%	2.8979%	3.5247%	3.9038%	3.8560%	7.1568%	7.1567%
M01	PCN	4KHz	45Hz	0.37%	1.731099	1.731080	1.737956	99.6044%	2.2340%	2.8188%	2.2251%	0.6718%	3.7789%	3.3210%	4.1193%	4.3894%	4.3645%	7.7674%	7.7673%
M01	PCN	4KHz	45Hz	3.56%	1.933522	1.933486	1.941143	99.6055%	2.5082%	3.0889%	2.4983%	0.6667%	4.9938%	4.5954%	5.5800%	5.5544%	5.5544%	6.9383%	6.9381%
M01	PCN	4KHz	50Hz	0.33%	1.774271	1.774247	1.781721	99.5805%	2.6347%	3.3195%	2.6238%	0.7739%	4.5635%	4.0601%	5.0064%	5.2889%	5.2431%	7.5281%	7.5280%
M01	PCN	4KHz	50Hz	3.13%	1.849510	1.848474	1.857065	99.5374%	4.7813%	5.1118%	4.7592%	0.9841%	4.8909%	4.4908%	6.3127%	6.8393%	6.8112%	6.8116%	6.8115%
M01	PCN	4KHz	55Hz	0.36%	1.370892	1.370864	1.379748	99.3561%	5.2353%	5.7079%	5.2016%	1.1061%	5.4956%	4.9457%	7.2277%	7.5926%	7.5661%	8.5084%	8.5082%
M01	PCN	4KHz	55Hz	3.58%	1.548361	1.548326	1.556611	99.4677%	4.8092%	5.1957%	4.7836%	0.9638%	5.4919%	5.0650%	6.5147%	7.2996%	7.2677%	7.3512%	7.3510%
M01	PCN	4KHz	60Hz	0.33%	1.733366	1.733369	1.732769	99.2052%	5.4049%	5.8975%	5.3620%	1.1103%	6.3792%	5.8718%	7.8592%	8.3605%	8.3325%	9.5383%	9.5381%
M01	PCN	4KHz	60Hz	4.39%	1.963693	1.963681	1.961725	99.1635%	2.5477%	2.5264%	2.3546%	0.7572%	2.5952%	2.3333%	3.0204%	3.5090%	3.4469%	7.1152%	7.1149%
M01	VBD	10KHz	45Hz	3.56%	1.442933	1.442818	1.450532	99.4682%	2.6904%	3.0899%	2.6761%	0.7753%	5.5527%	5.0418%	4.1682%	6.0356%	6.0356%	8.3179%	8.3173%
M01	VBD	10KHz	50Hz	0.33%	0.950630	0.950615	0.956704	99.1563%	2.8686%	3.1267%	2.8444%	0.9745%	2.9632%	2.6003%	3.7334%	4.1220%	4.0844%	12.4107%	12.4105%
M01	VBD	10KHz	50Hz	3.13%	1.820398	1.820361	1.825879	99.6978%	4.5294%	4.6567%	4.5157%	0.8936%	3.4143%	3.1533%	5.1869%	5.6674%	5.6310%	5.3501%	5.3500%
M01	VBD	10KHz	55Hz	0.36%	0.966660	0.966586	1.006432	99.0217%	4.0353%	4.4524%	3.9958%	1.0023%	7.2322%	6.6312%	5.9411%	8.2796%	8.1893%	11.4064%	11.4066%
M01	VBD	10KHz	55Hz	3.58%	1.599483	1.599453	1.605412	99.6288%	5.2300%	5.5638%	5.2195%	0.9480%	4.1303%	3.9000%	6.0531%	6.6988%	6.6421%	5.4940%	5.4939%
M01	VBD	10KHz	60Hz	0.33%	1.053851	1.053817	1.060899	99.3324%	3.9592%	4.3131%	3.9328%	0.9462%	5.6836%	5.2946%	5.8983%	6.9246%	6.8775%	9.3242%	9.3239%
M01	VBN	10KHz	40Hz	0.42%	1.093116	1.093109	1.100414	99.3361%	2.3545%	2.6020%	2.3389%	0.7339%	2.6653%	2.3668%	3.1860%	3.5540%	3.5362%	5.2149%	5.2149%
M01	VBN	10KHz	40Hz	3.83%	1.247975	1.247957	1.254446	99.4827%	2.1678%	2.3660%	2.1566%	0.5774%	2.6723%	2.4190%	2.9283%	3.4392%	3.3972%	9.6176%	9.6175%
M01	VBN	10KHz	45Hz	0.37%	1.358511	1.358433	1.366432	99.4146%	3.3665%	3.6425%	3.3169%	1.0483%	5.3115%	4.8183%	4.5603%	6.2705%	6.1782%	8.8766%	8.8761%
M01	VBN	10KHz	45Hz	3.56%	1.495175	1.495092	1.502851	99.4837%	3.2538%	3.2538%	2.9102%	0.8552%	5.5886%	5.1570%	4.3207%	6.3052%	6.2162%	8.0200%	8.0195%
M01	VBN	10KHz	50Hz	0.33%	1.820894	1.820882	1.825701	99.7361%	3.6031%	3.7601%	3.5935%	0.7961%	2.9932%	2.7311%	4.4036%	4.6787%	4.6646%	5.5794%	5.5794%
M01	VBN	10KHz	50Hz	3.13%	1.834900	1.834874	1.840584	99.6988%	4.9190%	5.0266%	4.9038%	0.9471%	3.3062%	3.0716%	5.5197%	5.9222%	5.8984%	5.2231%	5.2230%
M01	VBN	10KHz	55Hz	0.36%	1.417966	1.417954	1.424204	99.5611%	5.8508%	6.0034%	5.8251%	1.1362%	3.9402%	3.6240%	6.7437%	7.0509%	7.0387%	6.2175%	6.2174%
M01	VBN	10KHz	55Hz	3.52%	1.590355	1.590326	1.596658	99.6097%	5.5003%	5.6242%	5.4788%	0.9969%	4.2734%	4.0454%	6.2668%	6.9634%	6.9371%	5.4817%	5.4816%
M01	VBN	10KHz	60Hz	0.33%	1.133336	1.133327	1.139461	99.4617%	5.3060%	5.5279%	5.2774%	0.9654%	5.0347%	4.6732%	6.6397%	7.3037%	7.3037%	7.4211%	7.4211%
M01	VBN	10KHz	60Hz	4.39%	1.589869	1.589820	1.595370	99.6521%	4.7903%	4.9099%	4.7736%	0.8616%	4.3465%	4.1192%	5.6411%	6.4676%	6.4197%	5.3023%	5.3022%
M01	Red		50Hz	0.40%	1.610927	1.610926	1.611974	99.9350%	3.4330%	3.4355%	3.4308%	0.7072%	1.1027%	1.0920%	3.4857%	3.6058%	3.6049%	0.0819%	0.0819%
M01	Red		50Hz	4.33%	1.794701	1.794632	1.803020	99.5348%	2.8980%	2.9350%	2.8845%	0.5650%	9.2341%	9.1702%	4.7484%	9.6782%	9.6383%	0.1471%	0.1471%

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	"s" desliza.	THDg_I_IRHF	THDS_I_IRHF	TNHF	TH_IJDg_I_IRHF	TH_IHDS_I_IRHF	TDC	PHBBDg_5_7_11	PHBBDs_5_7_11	PHBBDs_2_4_6	SgH_0_norm	PHBBD_1	SgH_1_norm
M04	Escalar	3KHz	40Hz	7.8665%	7.8777%	7.8597%	7.8559%	8.1559%	8.1545%	8.1283%	1.6126%	1.5970%	0.3900%	0.5124%	1.8666%	1.0292%
M04	Escalar	3KHz	40Hz	12.9442%	12.9019%	12.8341%	13.1089%	13.1089%	13.0908%	12.974%	1.6874%	1.6874%	0.7955%	7.5219%	1.408%	7.3307%
M04	Escalar	3KHz	45Hz	8.3900%	8.3808%	8.3655%	8.6613%	8.6613%	8.6600%	8.6289%	1.6682%	1.6585%	0.3100%	0.5471%	0.7213%	0.9138%
M04	Escalar	3KHz	45Hz	16.9265%	16.7736%	16.6848%	17.0799%	17.0799%	17.0110%	16.8360%	1.8835%	1.7747%	1.5398%	10.4493%	2.5249%	10.2193%
M04	Escalar	3KHz	50Hz	9.0375%	9.0317%	8.9953%	9.6336%	9.6336%	9.6326%	9.5887%	2.8056%	2.8056%	0.3930%	0.9922%	0.1624%	1.1531%
M04	Escalar	3KHz	50Hz	19.4598%	19.4181%	19.0689%	20.3231%	20.3231%	20.3046%	19.9158%	5.6156%	5.5998%	0.9301%	12.8508%	1.3254%	11.8636%
M04	Escalar	3KHz	55Hz	9.9614%	9.9537%	9.9564%	14.6132%	14.6132%	14.6119%	14.4595%	10.6010%	10.6010%	0.6330%	2.4988%	1.7429%	1.1166%
M04	Escalar	3KHz	55Hz	10.6721%	10.6387%	10.632%	14.3783%	14.3783%	14.3692%	14.2318%	9.5912%	9.5866%	0.7016%	5.1867%	1.8346%	3.672%
M04	Escalar	3KHz	60Hz	11.1101%	11.1043%	10.9745%	15.7585%	15.7585%	15.7576%	15.5663%	11.0777%	11.0763%	1.1629%	2.1207%	0.2002%	1.4115%
M04	Escalar	3KHz	60Hz	21.5479%	21.4615%	20.9856%	23.3036%	23.3036%	23.2674%	22.6955%	8.6852%	8.6704%	2.0106%	16.6387%	1.8901%	10.8548%
M04	Escalar	4KHz	40Hz	6.7838%	6.7723%	6.7646%	7.1006%	7.1006%	7.0897%	7.0808%	1.6589%	1.6299%	0.3300%	0.5765%	0.1515%	1.0230%
M04	Escalar	4KHz	40Hz	17.8314%	17.7715%	17.5494%	17.9770%	17.9770%	17.9532%	17.6927%	1.9854%	1.8686%	1.1647%	11.4365%	1.5820%	11.8949%
M04	Escalar	4KHz	45Hz	7.1109%	7.0958%	7.0911%	7.4257%	7.4257%	7.4235%	7.4052%	1.6969%	1.6723%	0.2566%	0.6506%	0.7609%	1.0508%
M04	Escalar	4KHz	45Hz	21.1277%	20.9138%	20.6652%	21.2728%	21.2728%	21.1762%	20.8071%	1.9952%	1.8066%	2.0227%	13.9629%	3.3455%	13.9109%
M04	Escalar	4KHz	50Hz	7.5500%	7.5418%	7.5249%	7.9214%	7.9214%	7.9204%	7.8953%	2.0221%	2.0131%	0.2994%	1.1578%	0.1800%	1.2823%
M04	Escalar	4KHz	50Hz	17.1713%	17.1345%	16.9109%	17.6020%	17.6020%	17.5871%	17.3351%	3.7523%	3.7322%	0.8741%	11.2198%	1.1366%	10.8517%
M04	Escalar	4KHz	55Hz	8.0473%	8.0377%	7.9753%	13.4289%	13.4289%	13.4261%	13.3072%	10.6629%	10.6588%	0.5836%	2.2401%	1.7492%	1.0137%
M04	Escalar	4KHz	55Hz	7.8532%	7.8338%	7.7917%	12.5452%	12.5452%	12.5422%	12.4473%	9.7420%	9.7384%	0.5483%	3.0336%	1.6284%	1.8887%
M04	Escalar	4KHz	60Hz	9.0286%	9.0206%	8.9348%	14.4903%	14.4903%	14.4801%	14.3403%	11.2862%	11.2846%	0.6130%	2.1052%	0.1300%	1.181%
M04	Escalar	4KHz	60Hz	17.8218%	17.7436%	17.4800%	19.8695%	19.8695%	19.8383%	19.4884%	8.6199%	8.6068%	1.8486%	13.8901%	1.6351%	8.9258%
M04	Escalar	5KHz	40Hz	6.3245%	6.3097%	6.3065%	6.6426%	6.6426%	6.6417%	6.6242%	1.5387%	1.5066%	0.2282%	0.7528%	0.2522%	1.0133%
M04	Escalar	5KHz	40Hz	22.9519%	22.8418%	22.5899%	23.1645%	23.1645%	23.1254%	22.5661%	2.1719%	2.0087%	2.5950%	15.4316%	2.1993%	15.7400%
M04	Escalar	5KHz	45Hz	6.5692%	6.5536%	6.5533%	6.8965%	6.8965%	6.8945%	6.8800%	1.6524%	1.6183%	0.2707%	0.7515%	0.8139%	1.1750%
M04	Escalar	5KHz	45Hz	19.6502%	19.4354%	19.2753%	19.8146%	19.8146%	19.7203%	19.4367%	2.0484%	1.8608%	2.0456%	12.9026%	3.1973%	12.9663%
M04	Escalar	5KHz	50Hz	6.6978%	6.6869%	6.6782%	7.2621%	7.2621%	7.2611%	7.2414%	1.491%	1.386%	0.2508%	0.1845%	1.6786%	1.037%
M04	Escalar	5KHz	50Hz	25.6202%	25.5711%	24.7863%	26.1537%	26.1537%	26.1330%	25.3024%	5.0209%	4.9915%	1.2591%	17.6673%	1.5666%	17.4969%
M04	Escalar	5KHz	55Hz	7.0721%	7.0525%	7.0130%	12.9413%	12.9413%	12.9413%	12.8348%	10.7542%	10.7497%	0.5809%	2.2524%	1.8032%	0.9035%
M04	Escalar	5KHz	55Hz	6.7170%	6.7100%	6.6701%	11.8260%	11.8260%	11.8237%	11.7439%	9.6932%	9.6897%	2.5672%	1.5505%	1.4654%	1.4954%
M04	Escalar	5KHz	60Hz	8.2121%	8.2038%	8.1377%	13.5120%	13.5120%	13.5115%	13.3900%	10.6608%	10.6576%	0.8073%	2.7401%	0.1478%	1.7547%
M04	Escalar	5KHz	60Hz	19.5210%	19.4404%	19.0911%	21.3383%	21.3383%	21.3045%	20.8684%	8.448%	8.4312%	1.8599%	15.4998%	1.7583%	10.1425%
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	9.2477%	9.2350%	9.2057%	9.4247%	9.4247%	9.4222%	9.3820%	1.4650%	1.4470%	0.3942%	0.6769%	0.2566%	0.9604%
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	19.1903%	19.0988%	18.8400%	19.3646%	19.3646%	19.3342%	19.0111%	1.7678%	1.6444%	2.1342%	12.7955%	1.8066%	11.5394%
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	9.6599%	9.6459%	9.6134%	9.8289%	9.8289%	9.8271%	9.7815%	1.4654%	1.4406%	0.4019%	0.7900%	1.2400%	1.4106%
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	12.8878%	12.7986%	12.7795%	13.0376%	13.0376%	13.0009%	12.9281%	1.6217%	1.5600%	1.1097%	7.1239%	2.1969%	6.3433%
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	10.1079%	10.0976%	10.0534%	10.3079%	10.3079%	10.3062%	10.2525%	1.5655%	1.5488%	0.4676%	0.6565%	0.2428%	0.6282%
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	19.2394%	19.1786%	18.8854%	19.4132%	19.4132%	19.3957%	19.0570%	1.8460%	1.7864%	1.9259%	12.5833%	1.2589%	11.2579%
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	10.7088%	10.6953%	10.6370%	11.5573%	11.5573%	11.5548%	11.4799%	4.0932%	4.0810%	0.9688%	1.6379%	1.3593%	0.7143%
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	9.1522%	9.1349%	9.0870%	11.9408%	11.9408%	11.9378%	11.8561%	7.6224%	7.6192%	0.5812%	2.6773%	1.2378%	1.5222%
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	11.3969%	11.3873%	11.2757%	14.6838%	14.6838%	14.6824%	14.5278%	9.1609%	9.1584%	0.8011%	2.2590%	0.2575%	0.9657%
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	19.0705%	18.9922%	18.6710%	20.7944%	20.7944%	20.7645%	20.3588%	8.0385%	8.0263%	2.1367%	14.3114%	1.6242%	9.2746%
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	7.9544%	7.9232%	7.9232%	8.1639%	8.1639%	8.1629%	8.1323%	1.4802%	1.4485%	0.3294%	0.5531%	0.2634%	1.1468%
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	14.1708%	14.0952%	14.0253%	14.3774%	14.3774%	14.3547%	14.2299%	1.7549%	1.6303%	1.8611%	9.1320%	1.3502%	8.1709%
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	8.3794%	8.3625%	8.3483%	8.5662%	8.5662%	8.5648%	8.5345%	1.4717%	1.4160%	0.2961%	0.7382%	1.3860%	1.5398%
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	17.0838%	16.9198%	16.831%	17.2430%	17.2430%	17.1776%	16.9922%	1.8934%	1.7490%	1.7668%	11.4609%	2.8120%	10.0513%
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	8.6663%	8.6526%	8.6282%	8.8362%	8.8362%	8.8346%	8.7977%	1.5203%	1.4800%	0.2707%	1.1209%	0.2212%	1.0754%
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	20.4723%	20.4059%	20.0491%	20.6355%	20.6355%	20.6135%	20.2090%	2.0338%	1.9718%	1.7825%	14.1320%	1.4518%	12.7006%
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	8.8005%	8.7839%	8.7588%	9.6645%	9.6645%	9.6628%	9.6190%	3.7732%	3.7732%	0.6178%	1.5150%	1.3113%	0.7907%
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	8.1964%	8.1721%	8.1427%	11.4277%	11.4277%	11.4226%	11.3534%	7.9200%	7.9156%	0.5345%	3.4323%	1.4436%	2.3116%
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	9.1415%	9.1317%	9.0563%	13.7220%	13.7220%	13.7214%	13.5944%	10.1647%	10.1647%	0.7872%	2.0224%	0.1802%	0.8315%
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	20.1448%	20.0567%	19.6746%	21.9895%	21.9895%	21.9556%	21.4763%	8.394%	8.247%	1.9921%	15.8593%	1.8253%	10.282%
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	7.6298%	7.6094%	7.6014%	7.8248%	7.8248%	7.8236%	7.7961%	1.3968%	1.3584%	0.3274%	0.6576%	0.2609%	1.1967%
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	15.0443%	14.9536%	14.8706%	15.2534%	15.2534%	15.2279%	15.0774%	1.9657%	1.8396%	1.7853%	9.8508%	1.4670%	9.1606%
M04	Vectorial	5KHz	45Hz	7.8862%	7.8652%	7.8588%	8.0938%	8.0938%	8.0916%	8.0669%	1.5031%	1.4407%	0.2783%	0.8470%	1.4915%	1.6384%

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	THDg_I_IHF	THDg_IIHF	THDg_IIIHF	THDg_IVHF	TDC	PHBBDg_5_7_11	PHBBDs_5_7_11	PHBBDs_2_4_6	SgH_0_norm	PIHBD_1	SgH_1_norm	
M04	Vectorial	5KHz	45Hz	3.56%	19.0303%	18.8367%	18.6854%	19.2106%	19.1328%	18.8656%	2.1212%	1.9299%	2.0827%	13.0020%	3.1679%	11.7137%
M04	Vectorial	5KHz	50Hz	0.40%	7.9261%	7.9095%	7.8922%	8.1844%	8.1830%	8.1500%	1.6083%	1.5719%	0.3523%	1.0482%	0.3215%	1.0579%
M04	Vectorial	5KHz	50Hz	3.13%	19.7550%	19.6987%	19.3711%	19.9877%	19.9685%	19.5993%	2.6303%	2.5938%	1.5272%	13.7839%	1.3493%	12.5120%
M04	Vectorial	5KHz	55Hz	0.36%	7.7013%	7.6784%	7.6671%	9.3181%	9.3154%	9.2773%	5.1037%	5.0998%	0.6906%	1.6212%	1.4082%	0.6612%
M04	Vectorial	5KHz	55Hz	3.52%	7.4130%	7.3835%	7.3684%	10.9552%	10.9495%	10.8697%	8.0182%	8.0151%	0.5535%	3.4034%	1.3770%	2.9688%
M04	Vectorial	5KHz	60Hz	0.39%	7.8988%	7.8996%	7.8253%	13.6466%	13.6461%	13.5210%	11.0527%	11.0502%	0.9673%	1.8322%	1.0650%	0.7993%
M04	Vectorial	5KHz	60Hz	4.39%	12.1467%	12.0973%	12.080%	15.2307%	15.2147%	15.0569%	9.0323%	9.0264%	1.7199%	8.9917%	1.0322%	5.7608%
M04	PCE	4KHz	40Hz	0.42%	8.8613%	8.7187%	8.231%	9.1514%	9.1437%	9.1124%	1.8309%	1.4593%	1.4793%	0.6833%	0.5418%	0.8366%
M04	PCE	4KHz	40Hz	3.83%	13.2845%	13.1525%	13.1648%	13.4680%	13.4461%	13.3469%	1.9067%	1.5687%	1.6995%	7.8631%	1.1770%	6.2971%
M04	PCE	4KHz	45Hz	0.37%	8.9856%	8.7783%	8.468%	9.2771%	9.2664%	9.2374%	2.1564%	1.8295%	1.4280%	0.8751%	0.6466%	0.9705%
M04	PCE	4KHz	45Hz	3.33%	9.5775%	9.3914%	9.3238%	9.8238%	9.8069%	9.7768%	2.2344%	1.8202%	1.2914%	3.1931%	0.9554%	2.6341%
M04	PCE	4KHz	50Hz	0.40%	9.1645%	8.9180%	9.1228%	9.4433%	9.4300%	9.4006%	2.3718%	1.5683%	1.5611%	1.2744%	0.7208%	1.2881%
M04	PCE	4KHz	50Hz	3.13%	12.7193%	12.5453%	12.6141%	12.8925%	12.8741%	12.7861%	2.345%	1.5814%	1.5364%	6.9661%	1.0046%	6.2089%
M04	PCE	4KHz	55Hz	0.36%	10.1766%	9.8543%	10.1093%	11.4823%	11.4654%	11.4069%	5.5083%	5.1260%	1.7824%	1.8939%	1.1115%	1.6116%
M04	PCE	4KHz	55Hz	3.45%	11.5507%	11.3533%	11.4598%	12.5760%	12.5519%	12.4774%	5.1133%	4.8123%	1.5500%	6.3759%	1.3413%	4.3718%
M04	PCE	4KHz	60Hz	4.39%	11.5890%	11.2905%	11.4990%	12.5340%	12.5169%	12.4364%	5.1911%	4.5840%	1.9603%	2.1120%	0.9782%	1.8655%
M04	PCE	4KHz	60Hz	0.42%	12.9640%	12.7917%	12.8441%	13.6745%	13.6500%	13.5483%	4.5641%	4.1883%	1.6088%	8.3862%	1.1356%	5.2991%
M04	PCN	4KHz	40Hz	0.37%	8.4055%	8.2855%	8.3731%	8.6704%	8.6591%	8.6372%	1.8623%	1.5315%	1.0768%	1.0228%	0.6297%	0.8620%
M04	PCN	4KHz	40Hz	3.83%	8.9069%	8.7660%	8.668%	9.1756%	9.1642%	9.1366%	2.1371%	1.8097%	1.1448%	4.0405%	0.6892%	1.6447%
M04	PCN	4KHz	45Hz	0.42%	9.4120%	9.2088%	9.3683%	9.6417%	9.6156%	9.5972%	2.0921%	1.5679%	1.3354%	1.1123%	0.6995%	1.0710%
M04	PCN	4KHz	45Hz	3.41%	11.7737%	11.5291%	11.8485%	12.9217%	12.9019%	12.8148%	2.0849%	1.4829%	1.4105%	4.5753%	1.1681%	1.6495%
M04	PCN	4KHz	50Hz	0.40%	8.5291%	8.3363%	8.5291%	9.1335%	9.1180%	9.0950%	2.6785%	1.9833%	1.5478%	1.1674%	0.7520%	1.2881%
M04	PCN	4KHz	50Hz	3.13%	11.9476%	11.7846%	11.8485%	12.9217%	12.9019%	12.8148%	5.0219%	4.7408%	1.5415%	6.4646%	1.0179%	6.1297%
M04	PCN	4KHz	55Hz	0.36%	10.0844%	9.7844%	10.0182%	11.4349%	11.4160%	11.3604%	5.6007%	5.2083%	1.7451%	1.7569%	1.0904%	1.6540%
M04	PCN	4KHz	55Hz	3.45%	10.6684%	10.4557%	10.5943%	11.7908%	11.7747%	11.7092%	5.2137%	4.9083%	1.5011%	5.0667%	1.0263%	3.5929%
M04	PCN	4KHz	60Hz	0.39%	11.4190%	11.407%	11.3272%	12.6880%	12.6702%	12.5869%	5.8713%	5.3758%	1.8050%	2.0867%	0.9280%	1.9155%
M04	PCN	4KHz	60Hz	4.39%	10.3867%	10.2007%	10.3187%	11.4421%	11.4268%	11.3677%	4.9855%	4.6348%	1.5773%	4.9651%	0.8939%	3.0780%
M04	VBD	10KHz	40Hz	0.42%	12.0468%	11.9840%	11.9521%	12.3081%	12.2924%	12.2122%	1.5811%	1.4784%	1.7340%	1.1946%	0.7655%	0.7932%
M04	VBD	10KHz	40Hz	3.83%	11.5274%	11.4511%	11.4463%	11.7381%	11.7206%	11.6560%	1.7131%	1.4472%	1.4472%	5.8626%	0.9673%	4.3058%
M04	VBD	10KHz	45Hz	0.37%	7.5237%	7.3695%	7.4974%	8.0844%	8.0547%	8.0580%	2.2563%	2.1572%	1.4430%	1.8265%	1.0466%	1.2953%
M04	VBD	10KHz	45Hz	3.33%	8.4120%	8.2567%	8.3773%	9.248%	8.925%	8.896%	2.4088%	2.2880%	1.5337%	3.6989%	1.1559%	2.9350%
M04	VBD	10KHz	50Hz	0.40%	6.3037%	6.1969%	6.2802%	7.5324%	7.5155%	7.5098%	3.7683%	3.7374%	0.6927%	1.1770%	0.7213%	0.8245%
M04	VBD	10KHz	50Hz	3.13%	8.0340%	7.9323%	7.9945%	9.3884%	9.3743%	9.3462%	4.6347%	4.6145%	0.5935%	3.8257%	1.0783%	3.6916%
M04	VBD	10KHz	55Hz	0.36%	12.0336%	11.8057%	11.9345%	12.6250%	12.5892%	12.5225%	3.5125%	3.3611%	1.5622%	3.9424%	1.4369%	1.8807%
M04	VBD	10KHz	55Hz	3.45%	8.6123%	8.4950%	8.5650%	10.2483%	10.2347%	10.1941%	5.4610%	5.4409%	0.6202%	4.7556%	1.2681%	3.3016%
M04	VBD	10KHz	60Hz	0.39%	9.8723%	9.6783%	9.8186%	10.2728%	10.2532%	10.2181%	2.5682%	2.4476%	1.0360%	2.7323%	0.8727%	1.2243%
M04	VBD	10KHz	60Hz	4.39%	7.8933%	7.7885%	7.856%	9.5399%	9.5243%	9.4905%	5.1897%	5.1698%	0.8829%	4.0323%	0.5826%	2.4728%
M04	VBN	10KHz	40Hz	0.42%	11.0407%	10.9732%	10.9668%	11.2876%	11.2824%	11.2130%	1.3475%	1.2566%	1.6473%	1.0698%	0.4680%	0.7345%
M04	VBN	10KHz	40Hz	3.83%	11.5938%	11.5261%	11.5106%	11.8199%	11.8074%	11.7357%	1.8356%	1.7317%	1.4128%	4.8812%	0.7878%	3.1035%
M04	VBN	10KHz	45Hz	0.37%	10.3313%	10.1209%	10.270%	10.6744%	10.6337%	10.6141%	1.7840%	1.6088%	1.7437%	3.2329%	1.3793%	2.0892%
M04	VBN	10KHz	45Hz	3.48%	12.0138%	11.7420%	11.9234%	12.2597%	12.1880%	12.1685%	1.9801%	1.6968%	1.7502%	6.8255%	1.9045%	4.0279%
M04	VBN	10KHz	50Hz	0.40%	6.3211%	6.1974%	6.2984%	7.5081%	7.4975%	7.4837%	3.7963%	3.7659%	0.7957%	3.9424%	0.5913%	0.8640%
M04	VBN	10KHz	50Hz	3.13%	7.6991%	7.6091%	7.6601%	9.6549%	9.6476%	9.6093%	5.6797%	5.6659%	0.5798%	3.5518%	0.5680%	3.5785%
M04	VBN	10KHz	55Hz	0.36%	7.3264%	7.1734%	7.2884%	9.5955%	9.5869%	9.5607%	6.0431%	6.0246%	0.5589%	1.8243%	0.9402%	0.9671%
M04	VBN	10KHz	55Hz	3.45%	7.6638%	7.4701%	7.5521%	9.5763%	9.5689%	9.5318%	5.7412%	5.7264%	0.5020%	3.4240%	1.0654%	2.2718%
M04	VBN	10KHz	60Hz	0.39%	8.6331%	8.4596%	8.5840%	10.5108%	10.5039%	10.4525%	5.8523%	5.8203%	0.6457%	2.2845%	0.5790%	1.0669%
M04	VBN	10KHz	60Hz	4.39%	8.0874%	7.9825%	8.0488%	9.6861%	9.6760%	9.6407%	5.1787%	5.1590%	0.8815%	4.3956%	0.6202%	2.7409%
M04	Red		50Hz	0.47%	1.3605%	1.3501%	1.3594%	4.1381%	4.1372%	4.1346%	3.5906%	3.5906%	0.9142%	0.1055%	0.9440%	0.9440%
M04	Red		50Hz	4.33%	15.0911%	15.0318%	14.9160%	15.3696%	15.3432%	15.1913%	2.5977%	2.5718%	0.9144%	11.7399%	1.3924%	9.3356%
M01	Escalor	3KHz	40Hz	0.42%	8.0163%	8.0073%	7.9883%	8.2481%	8.2464%	8.2195%	1.1276%	1.1032%	0.3537%	0.3992%	0.2025%	0.9053%
M01	Escalor	3KHz	40Hz	3.83%	8.5210%	8.4970%	8.481%	8.7104%	8.6972%	8.6769%	1.2821%	1.1885%	0.4493%	2.5899%	0.5873%	2.6012%
M01	Escalor	3KHz	45Hz	0.37%	8.6937%	8.5831%	8.5602%	8.8285%	8.8269%	8.7942%	1.1684%	1.1405%	0.3372%	0.8718%	1.1888%	1.4400%
M01	Escalor	3KHz	45Hz	3.41%	9.0394%	9.0072%	9.0010%	9.2180%	9.2018%	9.1789%	1.2352%	1.1405%	0.4688%	2.5403%	1.2069%	2.5352%

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	"s" desliza.	THDg_I_IRHF	THDg_II_IRHF	TNHDF	TH_IHDg_I_IRHF	TH_IHDS_I_IRHF	TDC	PHBBDg_5_7_11	PHBBDs_5_7_11	PHBBD_2_4_6	SgH_0_norm	PHBBD_1	SgH_1_norm
M01	Escal	3KHz	50Hz	0.33%	9,1219%	9,1139%	9,0805%	9,4989%	9,4961%	9,4559%	2,2407%	2,2352%	0,4756%	0,9199%	0,2746%	0,9663%
M01	Escal	3KHz	50Hz	3.13%	11,2087%	11,1858%	11,1310%	11,7973%	11,7850%	11,7156%	3,4122%	3,4053%	0,6417%	5,2929%	0,8909%	4,8370%
M01	Escal	3KHz	55Hz	0.36%	10,2047%	10,1962%	10,1002%	14,3984%	14,3950%	14,2492%	10,0158%	10,0114%	0,6549%	2,9168%	1,9919%	1,4905%
M01	Escal	3KHz	55Hz	3.45%	10,1872%	10,1463%	10,0923%	13,7276%	13,7110%	13,5999%	9,1307%	9,1297%	0,8772%	4,5089%	1,9380%	3,1295%
M01	Escal	3KHz	60Hz	0.33%	11,3623%	11,3537%	11,2293%	15,4189%	15,4177%	15,2387%	10,3072%	10,3054%	0,8866%	2,7458%	0,2358%	1,1361%
M01	Escal	3KHz	60Hz	4.39%	10,1233%	10,0730%	10,0380%	13,0491%	13,0212%	12,9393%	8,0038%	8,0005%	1,8611%	5,2735%	0,9607%	3,2499%
M01	Escal	4KHz	40Hz	0.42%	6,7751%	6,7611%	6,7556%	7,0346%	7,0344%	7,0147%	1,3692%	1,3625%	0,3270%	0,4722%	0,1690%	0,9305%
M01	Escal	4KHz	40Hz	3.83%	7,9953%	7,9653%	7,9665%	8,2036%	8,1897%	8,1742%	1,0316%	1,0316%	0,3590%	3,2595%	0,6162%	3,1212%
M01	Escal	4KHz	45Hz	0.37%	7,2431%	7,2279%	7,2225%	7,4892%	7,4881%	7,4681%	1,0316%	1,0316%	0,2672%	0,6361%	1,1757%	1,3303%
M01	Escal	4KHz	45Hz	3.41%	8,0959%	8,0532%	8,0690%	8,2964%	8,2772%	8,2679%	1,3179%	1,2706%	0,4641%	2,8872%	1,0746%	2,7262%
M01	Escal	4KHz	50Hz	0.33%	7,5532%	7,5447%	7,5275%	8,0443%	8,0434%	8,0171%	2,2833%	2,2210%	0,4294%	1,1853%	0,1776%	1,3104%
M01	Escal	4KHz	50Hz	3.13%	10,0721%	10,0407%	10,0089%	11,2117%	11,1955%	11,1414%	4,6634%	4,6570%	0,5547%	5,5631%	0,7713%	4,9838%
M01	Escal	4KHz	55Hz	0.36%	8,1973%	8,1867%	8,1299%	12,8640%	12,8629%	12,7587%	9,7685%	9,7644%	0,5848%	2,5014%	1,8322%	1,2220%
M01	Escal	4KHz	55Hz	3.45%	8,8281%	8,7853%	8,7556%	12,8626%	12,8466%	12,7573%	9,2908%	9,2853%	0,6128%	4,4065%	1,9613%	3,0311%
M01	Escal	4KHz	60Hz	0.33%	9,1388%	9,1271%	9,0481%	14,1740%	14,1730%	14,0336%	10,7563%	10,7544%	0,7357%	2,2655%	0,2505%	1,1587%
M01	Escal	4KHz	60Hz	4.39%	8,0955%	8,0417%	8,0391%	11,8515%	11,8226%	11,7690%	8,4573%	8,4544%	1,7638%	4,2261%	0,9050%	2,6630%
M01	Escal	5KHz	40Hz	0.42%	6,2915%	6,2763%	6,2727%	6,5687%	6,5677%	6,5497%	1,0533%	1,0102%	0,3010%	0,4769%	0,3365%	0,9187%
M01	Escal	5KHz	40Hz	3.83%	7,4168%	7,3836%	7,3908%	7,6547%	7,6394%	7,6283%	1,4459%	1,3474%	0,4856%	2,9387%	0,6938%	2,7809%
M01	Escal	5KHz	45Hz	0.37%	6,6883%	6,6728%	6,6717%	6,9917%	6,9904%	6,9745%	1,2656%	1,2082%	0,2596%	0,5988%	1,0981%	1,2395%
M01	Escal	5KHz	45Hz	3.41%	7,8275%	7,7831%	7,8019%	8,0572%	8,0374%	8,0309%	1,4202%	1,3620%	0,4843%	2,9833%	1,1473%	2,9161%
M01	Escal	5KHz	50Hz	0.33%	6,3910%	6,3812%	6,3688%	7,8421%	7,8406%	7,8168%	4,0431%	4,0384%	0,4087%	0,8866%	0,2355%	0,9317%
M01	Escal	5KHz	50Hz	3.13%	8,9568%	8,9235%	8,9034%	10,7707%	10,7550%	10,7082%	5,9004%	5,8955%	0,5113%	4,9937%	0,7178%	4,4630%
M01	Escal	5KHz	55Hz	0.36%	7,2441%	7,2234%	7,1852%	12,7624%	12,7613%	12,6594%	10,3772%	10,3726%	0,8268%	2,5146%	1,9728%	1,2111%
M01	Escal	5KHz	55Hz	3.45%	8,3194%	8,2687%	8,2538%	12,9399%	12,5764%	12,4950%	9,3972%	9,3915%	0,8415%	4,7104%	2,1597%	3,1679%
M01	Escal	5KHz	60Hz	0.33%	8,0302%	8,0209%	7,9595%	13,3033%	13,3029%	13,1868%	10,5076%	10,5047%	0,9635%	2,1992%	0,1294%	0,9183%
M01	Escal	5KHz	60Hz	4.39%	7,2594%	7,2081%	7,2149%	11,0962%	11,0690%	11,0284%	8,1943%	8,1914%	1,7020%	3,9011%	0,8391%	2,3108%
M01	Vectorial	3KHz	40Hz	0.42%	8,7528%	8,7423%	8,7170%	8,9452%	8,9440%	8,9088%	1,0285%	1,0028%	0,4389%	0,4389%	0,2129%	1,2669%
M01	Vectorial	3KHz	40Hz	3.83%	8,3758%	8,3540%	8,3447%	8,5463%	8,5448%	8,5146%	1,2091%	1,1177%	0,4529%	2,0712%	0,5212%	2,0323%
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	0.37%	9,1178%	9,1053%	9,0780%	9,3012%	9,2993%	9,2610%	1,0446%	1,0218%	0,3893%	0,6664%	0,7657%	0,9352%
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	3.41%	8,7843%	8,7577%	8,7499%	8,9648%	8,9522%	8,9289%	1,1877%	1,1595%	0,5728%	1,8023%	1,0929%	1,9704%
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	0.33%	9,6286%	9,6146%	9,5809%	9,8955%	9,8927%	9,8467%	0,9059%	0,8747%	0,8552%	0,7342%	0,2906%	0,7569%
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	3.13%	9,6181%	9,5884%	9,5687%	10,0177%	10,0066%	9,9674%	2,3326%	2,3247%	0,5684%	3,3281%	0,5568%	2,9229%
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	0.36%	10,5812%	10,5706%	10,5017%	12,2560%	12,2545%	12,1642%	5,9895%	5,9814%	0,6642%	2,4987%	1,9361%	1,2606%
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	3.39%	10,0285%	9,9902%	9,9437%	13,0513%	13,0349%	12,9413%	8,2657%	8,2608%	0,7591%	4,0712%	1,8401%	3,0103%
M01	Vectorial	3KHz	60Hz	0.33%	11,2245%	11,2177%	11,0946%	15,3368%	15,3363%	15,1594%	10,3509%	10,3492%	1,0180%	2,2252%	0,1568%	0,8422%
M01	Vectorial	3KHz	60Hz	4.39%	7,6638%	7,6489%	7,6350%	7,9139%	7,9125%	7,8466%	1,1043%	1,0681%	0,3202%	0,6022%	0,2801%	1,1455%
M01	Vectorial	4KHz	40Hz	0.42%	7,2948%	7,2719%	7,2719%	7,5050%	7,4942%	7,4817%	1,2999%	1,2021%	0,3822%	1,5813%	0,4692%	1,8617%
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	0.37%	7,9076%	7,8901%	7,8814%	8,1022%	8,0998%	8,0755%	0,9333%	0,8784%	0,2678%	0,9099%	1,2296%	1,4312%
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	3.41%	7,9756%	7,9378%	7,9488%	8,1786%	8,1629%	8,1512%	1,2983%	1,2517%	0,4923%	2,4903%	1,2528%	2,5652%
M01	Vectorial	4KHz	50Hz	0.33%	8,2542%	8,2326%	8,2209%	8,8345%	8,8234%	8,7991%	2,6035%	2,5951%	0,4321%	3,2634%	0,5347%	2,9034%
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	0.36%	8,6265%	8,6114%	8,5765%	10,7323%	10,7298%	10,6705%	6,2126%	6,2032%	0,5537%	2,3156%	1,8371%	1,1780%
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	3.45%	8,0174%	7,9784%	7,9636%	11,6042%	11,5903%	11,5266%	8,3039%	8,2988%	0,5949%	3,1208%	1,8026%	2,1092%
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	0.33%	9,1541%	9,1452%	9,0635%	14,1544%	14,1541%	14,0146%	10,6946%	10,6928%	1,0351%	2,3447%	0,1345%	0,9077%
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	4.39%	8,1619%	8,1449%	8,1046%	11,8934%	11,8689%	11,8101%	8,4946%	8,4916%	1,5318%	4,0634%	0,8348%	2,4670%
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	0.42%	7,0538%	7,0349%	7,0303%	7,2730%	7,2717%	7,2493%	0,8908%	0,8908%	0,3240%	0,4738%	0,1716%	0,9935%
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	3.83%	6,6391%	6,6085%	6,6183%	6,8895%	6,8740%	6,8674%	1,4252%	1,3288%	0,3713%	1,3869%	0,5464%	1,7300%
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	0.37%	7,3691%	7,3504%	7,3476%	7,5722%	7,5715%	7,5552%	0,9294%	0,8631%	0,2924%	0,6528%	1,1438%	1,2857%
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	3.41%	7,3750%	7,3341%	7,3533%	7,6128%	7,5968%	7,5905%	1,3980%	1,3360%	0,5226%	2,0955%	1,2917%	2,3423%
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	0.33%	7,2466%	7,2278%	7,2206%	7,5728%	7,5728%	7,5487%	0,7567%	0,6981%	0,2593%	0,5934%	0,1345%	0,6274%
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	3.13%	7,1519%	7,1273%	7,1298%	7,5461%	7,5331%	7,5231%	2,0966%	2,0843%	0,3948%	2,5296%	0,5158%	2,3055%
M01	Vectorial	5KHz	55Hz	0.36%	7,6389%	7,6218%	7,6021%	9,7492%	9,7474%	9,7026%	5,8695%	5,8599%	0,5486%	2,2160%	1,7671%	1,1151%

Carta- MOTOR	Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	TIHDg_I_IHF	TIHDS_I_IHF	TNHDF	TH_IHDg_I_IHF	TH_IHDS_I_IHF	TDC	PHBBDg_5_7_11	PHBBDs_5_7_11	SgIH_0_norm	PIHBB_1	SgIH_1_norm
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	3.52%	6.8528%	6.8074%	6.8127%	10.7955%	10.7798%	10.7328%	8.2548%	8.2505%	0.5399%	2.5808%	1.6934%
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	0.33%	7.9716%	7.9618%	7.9045%	12.9947%	12.9944%	12.8661%	10.1639%	10.1606%	0.7723%	1.9612%	0.9348%
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	4.39%	6.8691%	6.8199%	6.8285%	10.8908%	10.8665%	10.8267%	8.2929%	8.2896%	1.4959%	3.0646%	1.8592%
M01	PCE	4KHz	40Hz	0.42%	8.7473%	8.6046%	8.7106%	9.0294%	9.0233%	8.9920%	1.5493%	1.0760%	1.4064%	0.7249%	0.4645%
M01	PCE	4KHz	40Hz	3.83%	8.9141%	8.7834%	8.8780%	9.1244%	9.1107%	9.0857%	1.6745%	1.2659%	1.1861%	1.9061%	0.8534%
M01	PCE	4KHz	45Hz	0.37%	8.9363%	8.7404%	8.8933%	9.2095%	9.1706%	9.1706%	1.8659%	1.2212%	1.3251%	0.9478%	0.6712%
M01	PCE	4KHz	45Hz	3.56%	8.7229%	8.5317%	8.6879%	8.9488%	8.9293%	8.9132%	2.0104%	1.4064%	1.2487%	1.4856%	0.8034%
M01	PCE	4KHz	50Hz	0.33%	8.9613%	8.6780%	8.9190%	9.6190%	9.6053%	9.5742%	3.4446%	1.6018%	1.2744%	1.2744%	1.2740%
M01	PCE	4KHz	50Hz	3.13%	8.7218%	8.4693%	8.6819%	8.4895%	8.4680%	8.4455%	3.7842%	3.381%	1.5318%	2.0797%	0.8180%
M01	PCE	4KHz	55Hz	0.36%	10.1954%	9.8930%	10.1285%	11.4398%	11.4232%	11.3653%	5.904%	4.8754%	1.8988%	2.0004%	0.9385%
M01	PCE	4KHz	55Hz	3.52%	9.4447%	9.2093%	9.3914%	10.5917%	10.5640%	10.5324%	4.9442%	4.778%	1.4778%	3.4968%	1.6247%
M01	PCE	4KHz	60Hz	0.33%	11.5941%	11.3012%	11.5036%	12.5106%	12.4936%	12.4135%	5.0121%	4.4298%	2.0195%	2.3102%	0.9442%
M01	PCE	4KHz	60Hz	4.39%	8.7298%	8.4827%	8.6889%	9.6363%	9.5993%	9.5916%	4.2445%	3.8705%	1.6808%	2.3929%	0.9935%
M01	PCN	4KHz	40Hz	0.42%	8.4020%	8.2578%	8.3695%	8.6578%	8.6503%	8.6247%	1.5934%	1.1450%	1.1034%	0.9644%	0.5183%
M01	PCN	4KHz	40Hz	3.83%	7.8901%	7.7211%	7.8629%	8.1523%	8.1293%	8.1246%	1.7670%	1.3316%	1.0864%	1.4138%	0.7548%
M01	PCN	4KHz	45Hz	0.37%	8.6378%	8.4475%	8.6034%	8.9218%	8.9095%	8.8665%	1.8664%	1.2158%	1.2632%	1.2128%	0.7048%
M01	PCN	4KHz	45Hz	3.56%	8.5485%	8.3220%	8.5146%	8.9087%	8.8876%	8.8735%	2.2987%	1.7957%	1.3691%	3.0158%	0.9091%
M01	PCN	4KHz	50Hz	0.33%	8.8033%	8.5483%	8.7654%	9.1887%	9.1739%	9.1496%	2.2784%	1.4534%	1.5891%	1.2245%	0.7607%
M01	PCN	4KHz	50Hz	3.13%	8.3857%	8.1586%	8.3461%	9.6527%	9.6327%	9.6076%	4.7857%	4.4716%	1.4286%	2.1119%	0.8366%
M01	PCN	4KHz	55Hz	0.36%	10.1311%	9.8412%	10.0650%	11.4035%	11.3858%	11.3296%	5.3123%	4.9073%	1.8017%	1.8076%	0.9497%
M01	PCN	4KHz	55Hz	3.58%	9.1761%	8.9270%	9.1286%	10.3598%	10.3372%	10.3043%	4.9576%	4.6423%	1.5157%	2.9070%	1.0416%
M01	PCN	4KHz	60Hz	0.33%	11.4749%	11.2006%	11.3829%	12.6837%	12.6651%	12.5826%	5.6722%	5.1540%	1.8645%	2.3161%	1.0002%
M01	PCN	4KHz	60Hz	4.39%	8.7396%	8.5034%	8.6970%	9.8601%	9.8210%	9.8124%	4.7429%	4.3864%	1.5822%	2.3068%	1.0283%
M01	VBD	10KHz	40Hz	0.42%	12.7595%	12.6800%	12.6488%	13.0773%	13.0663%	12.9627%	1.9247%	1.8338%	1.8691%	1.4321%	0.7216%
M01	VBD	10KHz	40Hz	3.83%	9.3670%	9.2951%	9.3200%	9.6601%	9.6376%	9.6128%	1.6826%	1.6195%	1.3965%	1.4307%	0.7602%
M01	VBD	10KHz	45Hz	0.37%	12.7856%	12.6771%	12.6574%	13.0161%	13.0059%	12.9071%	1.8477%	1.7357%	1.4856%	1.6057%	0.8996%
M01	VBD	10KHz	45Hz	3.56%	10.0010%	9.7261%	9.9461%	10.3549%	10.2765%	10.2998%	2.0980%	1.9296%	1.6186%	3.8533%	1.7511%
M01	VBD	10KHz	50Hz	0.33%	12.6485%	12.5266%	12.5371%	12.9230%	12.9010%	12.8113%	2.1433%	2.0201%	1.1647%	1.7481%	0.9316%
M01	VBD	10KHz	50Hz	3.13%	6.3467%	6.2101%	6.3218%	7.7937%	7.7673%	7.7690%	4.1697%	4.1480%	0.5176%	1.8032%	0.7468%
M01	VBD	10KHz	55Hz	0.36%	13.5060%	13.1932%	13.3692%	14.0947%	14.0411%	13.9536%	3.7191%	3.5551%	1.7160%	4.9480%	1.8259%
M01	VBD	10KHz	55Hz	3.58%	6.8734%	6.7374%	6.8453%	8.6412%	8.6198%	8.6082%	5.0872%	5.0716%	0.4706%	2.4437%	0.8105%
M01	VBD	10KHz	60Hz	0.33%	10.9199%	10.7224%	10.8445%	11.6143%	11.5355%	11.5355%	3.5433%	3.4261%	1.6069%	3.2443%	1.0523%
M01	VBD	10KHz	60Hz	4.39%	6.6080%	6.4622%	6.5845%	8.2461%	8.2074%	8.2178%	4.7491%	4.7297%	0.9363%	2.4323%	0.8466%
M01	VBN	10KHz	40Hz	0.42%	11.3435%	11.2770%	11.2635%	11.5846%	11.5790%	11.5038%	1.6005%	1.5082%	1.3211%	1.3027%	0.8332%
M01	VBN	10KHz	40Hz	3.83%	9.9820%	9.9171%	9.9288%	10.2141%	10.1999%	10.1584%	1.7286%	1.6550%	1.0381%	1.5126%	0.6379%
M01	VBN	10KHz	45Hz	0.37%	10.3444%	10.0966%	10.2827%	10.8680%	10.8146%	10.8044%	2.5359%	2.4113%	1.8392%	3.6269%	1.5648%
M01	VBN	10KHz	45Hz	3.56%	9.7751%	9.5345%	9.7228%	10.2017%	10.1466%	10.1490%	2.3270%	2.1554%	1.6594%	3.9983%	1.5604%
M01	VBN	10KHz	50Hz	0.33%	6.3316%	6.2120%	6.3092%	7.2815%	7.2725%	7.2609%	2.9563%	2.9166%	0.7545%	1.2759%	0.5965%
M01	VBN	10KHz	50Hz	3.13%	6.1815%	6.0592%	6.1665%	7.8964%	7.8785%	7.8708%	4.6388%	4.6227%	0.5165%	1.6632%	0.8452%
M01	VBN	10KHz	55Hz	0.36%	7.3608%	7.1965%	7.3244%	9.4007%	9.3914%	9.3584%	5.5104%	5.4863%	0.6624%	1.7370%	0.7898%
M01	VBN	10KHz	55Hz	3.52%	6.9507%	6.8128%	6.9207%	8.8622%	8.8415%	8.8269%	5.3414%	5.3273%	0.4607%	2.5952%	0.8585%
M01	VBN	10KHz	60Hz	0.33%	8.9678%	8.7699%	8.9176%	10.4190%	10.4123%	10.3622%	5.0528%	5.0033%	0.8230%	2.6848%	0.6267%
M01	VBN	10KHz	60Hz	4.39%	8.8562%	8.67142%	8.8338%	10.7142%	10.6338%	10.6338%	4.6217%	4.6017%	0.8735%	2.7757%	0.8585%
M01	Red		50Hz	0.40%	1.1058%	1.0951%	1.1050%	3.6087%	3.6058%	3.6043%	3.1884%	3.1875%	0.1115%	0.7268%	0.0953%
M01	Red		50Hz	4.33%	9.2353%	9.1714%	9.1923%	9.6793%	9.6394%	9.6343%	2.8305%	2.8222%	0.4949%	7.4160%	1.1364%

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_2_norm	SgH_2_norm	SgH_3_norm	SgH_3_norm	SgH_3_norm	SgH_5_norm	PIHBBDD_7	gH_7_norm	PIHBBDD_11	gH_11_norm	PIHBBDD_15	7_11	PHFD_fc_1	PHFD_fc_2
M04	Escal	3KHz	40Hz	0.1697%	0.1074%	1.2568%	0.4038%	0.0660%	1.4557%	0.0755%	0.6837%	0.1176%	0.2209%	0.1176%	0.2209%	5.8153%	3.6139%	
M04	Escal	3KHz	40Hz	0.6759%	0.5148%	1.0425%	0.5036%	0.1731%	1.6434%	0.1236%	0.6559%	0.0887%	0.2133%	0.1639%	0.1639%	5.7516%	3.1387%	
M04	Escal	3KHz	45Hz	0.1954%	0.1405%	1.3181%	0.4052%	0.0688%	1.5198%	0.0674%	0.6782%	0.0628%	0.1285%	0.0730%	0.0730%	6.9757%	2.7811%	
M04	Escal	3KHz	45Hz	1.4770%	1.1702%	1.1853%	0.7884%	0.3553%	1.7527%	0.2563%	1.1552%	0.2843%	2.5673%	2.5673%	6.8386%	2.4971%		
M04	Escal	3KHz	50Hz	0.2729%	0.1454%	1.7201%	0.1007%	0.0734%	2.4470%	0.0701%	1.3231%	0.0644%	0.3964%	0.2020%	0.2020%	8.0659%	2.3403%	
M04	Escal	3KHz	50Hz	0.8401%	0.7291%	1.5664%	0.3866%	0.1982%	5.0959%	0.1427%	2.3348%	0.0988%	0.3395%	1.3513%	1.3513%	7.6696%	2.1450%	
M04	Escal	3KHz	55Hz	0.4459%	0.8356%	1.1350%	0.1193%	0.0732%	10.2341%	0.0732%	2.6848%	0.0546%	1.7468%	1.7468%	8.8048%	2.4116%		
M04	Escal	3KHz	55Hz	0.5631%	0.9718%	0.6327%	0.2434%	0.1376%	9.2475%	0.1054%	2.4361%	0.0651%	1.8439%	1.8439%	7.7177%	2.1356%		
M04	Escal	3KHz	60Hz	0.6502%	0.6778%	0.6044%	0.1254%	0.1031%	10.7087%	0.0614%	2.7702%	0.0538%	0.8340%	0.2396%	0.2396%	9.9755%	2.7582%	
M04	Escal	3KHz	60Hz	1.1954%	1.1203%	0.4441%	0.5842%	0.2560%	8.4048%	0.1710%	2.0445%	0.1054%	1.9180%	1.9180%	7.3458%	2.0490%		
M04	Escal	4KHz	40Hz	0.1203%	0.1063%	1.2556%	0.4462%	0.1087%	1.4717%	0.1403%	0.7462%	0.0914%	0.1708%	0.2506%	0.2506%	4.4477%	3.0011%	
M04	Escal	4KHz	40Hz	1.0833%	0.7653%	1.0432%	0.6255%	0.2738%	1.8161%	0.2341%	0.7514%	0.1239%	0.2807%	1.6272%	1.6272%	4.4407%	2.7523%	
M04	Escal	4KHz	45Hz	0.1829%	0.1443%	1.2942%	0.4110%	0.1397%	1.5196%	0.1533%	0.7403%	0.0819%	0.1491%	0.7929%	0.7929%	5.3765%	2.2574%	
M04	Escal	4KHz	45Hz	1.9120%	1.6137%	1.3900%	1.0459%	0.4824%	1.7659%	0.3510%	0.8438%	0.2165%	0.3878%	3.4049%	3.4049%	5.2782%	1.8719%	
M04	Escal	4KHz	50Hz	0.1521%	0.1334%	1.2269%	0.1183%	0.0765%	1.6458%	0.0852%	1.1526%	0.0950%	0.2270%	0.2335%	0.2335%	6.2506%	1.9656%	
M04	Escal	4KHz	50Hz	0.8043%	0.6888%	0.7125%	0.3627%	0.1865%	3.2653%	0.1449%	1.7242%	0.0879%	0.5601%	1.1642%	1.1642%	6.0553%	1.8143%	
M04	Escal	4KHz	55Hz	0.4906%	0.8900%	1.1296%	0.1317%	0.0709%	10.2701%	0.0619%	2.7646%	0.0585%	0.7608%	1.7527%	1.7527%	6.0765%	1.9247%	
M04	Escal	4KHz	55Hz	0.3959%	0.7278%	0.6186%	0.1497%	0.0700%	10.9090%	0.0627%	2.7642%	0.0663%	0.8555%	0.1736%	0.1736%	7.6910%	2.2086%	
M04	Escal	4KHz	60Hz	0.5034%	0.4728%	0.6258%	0.1528%	0.1039%	9.3757%	0.0732%	2.5313%	0.0503%	0.7710%	1.6341%	1.6341%	6.0298%	1.7350%	
M04	Escal	4KHz	60Hz	1.0456%	0.9798%	0.4101%	0.5136%	0.2228%	8.3052%	0.1481%	2.1678%	0.1029%	0.7805%	1.6601%	1.6601%	5.6292%	1.6301%	
M04	Escal	5KHz	40Hz	0.1352%	0.1268%	1.3178%	0.2416%	0.1659%	1.3525%	0.1196%	0.7071%	0.0998%	0.1961%	0.3397%	0.3397%	3.7105%	2.5488%	
M04	Escal	5KHz	40Hz	2.5444%	1.2204%	1.1484%	0.6027%	0.3278%	1.9668%	0.2472%	0.8608%	0.1535%	0.3284%	2.2425%	2.2425%	3.6244%	2.1440%	
M04	Escal	5KHz	45Hz	0.2213%	0.1654%	1.2882%	0.4253%	0.1908%	1.4654%	0.1644%	0.7440%	0.0852%	0.1714%	0.8562%	0.8562%	4.4386%	1.9894%	
M04	Escal	5KHz	45Hz	1.9465%	1.5849%	1.3447%	1.0043%	0.4593%	1.7942%	0.3355%	0.9135%	0.2197%	0.3663%	3.2549%	3.2549%	4.4313%	1.7380%	
M04	Escal	5KHz	50Hz	0.1766%	0.1469%	1.7773%	0.1203%	0.0757%	1.7329%	0.1331%	1.2203%	0.0828%	0.3553%	0.2537%	0.2537%	5.0470%	1.6628%	
M04	Escal	5KHz	50Hz	1.8116%	1.0228%	1.3702%	0.5011%	0.2498%	4.4417%	0.2038%	2.2951%	0.1201%	0.4617%	1.6040%	1.6040%	4.8339%	1.4924%	
M04	Escal	5KHz	55Hz	0.5010%	0.8768%	1.1262%	0.1368%	0.0678%	10.3487%	0.0713%	2.8162%	0.0664%	0.7910%	1.8071%	1.8071%	5.5630%	1.6566%	
M04	Escal	5KHz	55Hz	0.4884%	0.3156%	0.5861%	0.1343%	0.1049%	9.3172%	0.0766%	2.5559%	0.0612%	0.7850%	1.5571%	1.5571%	4.8825%	1.4759%	
M04	Escal	5KHz	60Hz	0.5907%	0.8845%	0.6887%	0.1631%	0.0800%	10.1803%	0.0648%	3.0691%	0.0635%	0.7706%	0.1910%	0.1910%	6.3398%	1.8955%	
M04	Escal	5KHz	60Hz	1.0969%	1.2422%	0.4761%	0.5627%	0.2339%	8.0677%	0.1713%	2.4052%	0.1084%	0.6767%	1.7853%	1.7853%	4.7992%	1.4488%	
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	0.2412%	0.1340%	1.0028%	0.3726%	0.1019%	1.3954%	0.0854%	0.4221%	0.0883%	0.3444%	0.3022%	0.3022%	5.8435%	5.1994%	
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	2.0808%	1.2712%	0.9455%	0.5502%	0.2417%	1.6544%	0.1773%	0.5698%	0.1288%	0.2519%	1.8359%	1.8359%	5.5742%	4.1642%	
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	0.2911%	0.1632%	1.0096%	0.6911%	0.1025%	1.4054%	0.0963%	0.3872%	0.0939%	0.1493%	1.2515%	1.2515%	7.1773%	4.1367%	
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	1.0354%	0.7492%	0.9314%	0.9860%	0.2302%	1.5601%	0.1706%	0.3668%	0.1221%	0.2154%	2.2188%	2.2188%	6.8012%	3.0650%	
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	0.3297%	0.1448%	1.1780%	0.1406%	0.0950%	1.4900%	0.0893%	0.4495%	0.0851%	0.1687%	0.2885%	0.2885%	8.3527%	3.4217%	
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	1.8785%	1.0154%	0.8834%	0.4277%	0.2069%	1.6475%	0.1523%	0.7859%	0.1077%	0.2749%	1.2894%	1.2894%	7.8353%	2.5930%	
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	0.7565%	0.7389%	1.0891%	0.2519%	0.1232%	3.7053%	0.0975%	1.6666%	0.0824%	0.4972%	1.3708%	1.3708%	9.4990%	2.7686%	
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	0.4160%	0.6319%	0.5354%	0.1484%	0.1157%	7.1152%	0.0783%	2.7204%	0.0523%	0.2734%	1.2467%	1.2467%	7.7595%	2.1635%	
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	0.5456%	1.0121%	0.7845%	0.1715%	0.1130%	8.6694%	0.0755%	2.9401%	0.0776%	0.3444%	0.3014%	0.3014%	10.1658%	2.8359%	
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	1.2440%	1.2313%	0.4888%	0.5461%	0.2235%	7.6287%	0.1543%	2.4566%	0.1024%	0.6209%	1.6499%	1.6499%	7.5626%	2.1085%	
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	0.1547%	0.1167%	1.0553%	0.4625%	0.1697%	1.3833%	0.1248%	0.4900%	0.1129%	0.1926%	0.3557%	0.3557%	4.6208%	3.9815%	
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	1.8018%	0.7623%	0.8459%	0.7982%	0.2131%	1.6349%	0.1917%	0.5879%	0.1245%	0.2469%	1.3859%	1.3859%	4.3643%	3.1607%	
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	0.1643%	0.1909%	1.0099%	0.7892%	0.2012%	1.3906%	0.1811%	0.4508%	0.1015%	0.1705%	1.4158%	1.4158%	5.5398%	3.4032%	
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	1.6569%	1.0332%	1.0345%	1.1044%	0.3596%	1.7937%	0.2757%	0.5162%	0.1769%	0.3184%	2.8538%	2.8538%	5.1771%	2.4661%	
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	0.1895%	0.1448%	0.8073%	0.1532%	0.1731%	1.3839%	0.1934%	0.5882%	0.0951%	0.1959%	0.3540%	0.3540%	6.4515%	2.7912%	
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	1.7469%	0.9674%	0.7944%	0.4482%	0.2217%	1.7792%	0.1630%	0.9288%	0.1397%	0.3282%	1.4842%	1.4842%	6.0665%	2.2098%	
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	0.4575%	0.8210%	1.1261%	0.3178%	0.1457%	3.3778%	0.1494%	1.6334%	0.1017%	0.5483%	1.3317%	1.3317%	7.3314%	2.2535%	
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	0.4351%	0.7265%	0.5412%	0.1751%	0.1109%	7.3669%	0.0827%	2.8879%	0.0606%	0.3402%	1.4515%	1.4515%	6.0597%	1.7562%	
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	0.5777%	1.1529%	0.6835%	0.1581%	0.0834%	9.6569%	0.0754%	3.1103%	0.0812%	0.6249%	0.2274%	0.2274%	7.8073%	2.2537%	
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	1.2605%	1.1528%	0.4559%	0.5838%	0.2483%	8.3180%	0.1670%	2.2126%	0.1192%	0.7442%	1.8535%	1.8535%	5.7557%	1.6708%	
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	0.1655%	0.1310%	0.9982%	0.3732%	0.1662%	1.2778%	0.2012%	0.5105%	0.1458%	0.2403%	0.3968%	0.3968%	3.8221%	3.5658%	
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	1.7378%	0.7282%	0.8590%	0.5144%	0.2833%	1.8309%	0.2102%	0.6531%	0.1342%	0.2921%	1.5148%	1.5148%	3.6016%	2.8100%	
M04	Vectorial	5KHz	45Hz	0.1839%	0.2056%	1.0526%	0.8357%	0.1649%	1.3953%	0.1205%	0.5092%	0.1482%	0.2306%	1.5127%	1.5127%	4.6025%	2.9708%	

Carga- MOTOR	Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_2_norm SgH_2_norm SgH_3_norm SgH_3_norm PIHBBDD_5_gH_5_norm PIHBBDD_7_gH_7_norm PIHBBDD_11_gH_11_norm PIHBBDD_15_7_11 PHFD_fc_1 PHFD_fc_2																				
					1.9746%	3.56%	1.1058%	1.2680%	0.4371%	1.9942%	0.3470%	0.6329%	0.1830%	0.3494%	3.2219%	4.2775%	2.1803%	1.9746%	3.56%	1.1058%	1.2680%	0.4371%	1.9942%	0.3470%	0.6329%
M04	Vectorial	5KHz	45Hz	0.40%	0.2918%	1.1746%	1.4631%	1.1058%	1.2680%	0.4371%	1.9942%	0.3470%	0.6329%	0.1830%	0.3494%	3.2219%	4.2775%	2.1803%							
M04	Vectorial	5KHz	50Hz	0.40%	0.2918%	1.1746%	1.4631%	1.1058%	1.2680%	0.4371%	1.9942%	0.3470%	0.6329%	0.1830%	0.3494%	3.2219%	4.2775%	2.1803%							
M04	Vectorial	5KHz	50Hz	3.13%	1.4882%	0.8619%	0.8247%	0.4115%	0.2062%	1.4777%	0.1310%	0.5715%	0.1328%	0.2819%	0.4251%	5.3887%	2.2945%	1.6859%							
M04	Vectorial	5KHz	55Hz	0.36%	0.5283%	0.8619%	0.8247%	0.4115%	0.2062%	1.4777%	0.1310%	0.5715%	0.1328%	0.2819%	0.4251%	5.3887%	2.2945%	1.6859%							
M04	Vectorial	5KHz	55Hz	3.52%	0.4945%	0.7122%	0.1854%	0.1139%	7.4334%	0.0853%	2.9846%	0.0598%	0.3783%	1.3856%	4.9905%	1.5124%	1.9042%	1.9375%							
M04	Vectorial	5KHz	60Hz	4.39%	0.6914%	0.1618%	0.0760%	0.1067%	0.1658%	8.7446%	0.1029%	0.2701%	0.0699%	0.9076%	6.3901%	1.9375%	1.9375%	1.9375%							
M04	PCE	4KHz	40Hz	0.42%	1.1971%	0.7418%	0.3241%	0.3178%	0.1658%	8.7446%	0.1029%	0.2701%	0.0699%	0.9076%	6.3901%	1.9375%	1.9375%	1.9375%							
M04	PCE	4KHz	40Hz	3.83%	1.3906%	0.813%	0.7142%	1.5092%	0.9018%	0.3324%	0.5114%	1.1283%	0.6416%	2.4292%	2.3308%	2.3308%	2.3308%	2.3308%							
M04	PCE	4KHz	45Hz	0.37%	1.5699%	1.0852%	0.8549%	1.7557%	0.7014%	1.0870%	0.3821%	0.6034%	1.3688%	6.4875%	2.0884%	2.0884%	2.0884%	2.0884%							
M04	PCE	4KHz	45Hz	3.33%	0.8140%	0.9897%	1.1732%	1.0380%	1.8642%	1.1088%	0.3448%	0.5368%	1.4400%	2.0224%	2.0224%	2.0224%	2.0224%	2.0224%							
M04	PCE	4KHz	50Hz	0.40%	0.8977%	1.3792%	1.4842%	0.9925%	1.8046%	0.8150%	1.3659%	0.3718%	0.7095%	1.5189%	6.6509%	1.9044%	1.9044%	1.9044%							
M04	PCE	4KHz	50Hz	3.13%	1.0398%	1.3284%	1.3899%	0.9600%	1.8768%	1.2219%	0.3673%	0.6903%	1.6211%	6.3590%	1.8357%	1.8357%	1.8357%	1.8357%							
M04	PCE	4KHz	55Hz	0.36%	1.0294%	1.7501%	1.8388%	1.1454%	4.7394%	0.8705%	2.6023%	1.0526%	1.8581%	7.2927%	2.1059%	2.1059%	2.1059%	2.1059%							
M04	PCE	4KHz	55Hz	3.45%	1.0151%	1.5860%	1.5288%	0.9495%	4.4017%	0.7448%	2.4575%	0.3524%	0.8551%	1.8384%	6.3463%	1.8501%	1.8501%	1.8501%							
M04	PCE	4KHz	60Hz	4.39%	1.2083%	2.0717%	1.2271%	2.0112%	1.2444%	4.3836%	0.9170%	2.5510%	1.1062%	1.8642%	6.2125%	1.9783%	1.9783%	1.9783%							
M04	PCN	4KHz	40Hz	0.42%	0.6905%	0.7279%	0.8058%	0.8768%	1.5494%	0.5794%	0.8933%	0.3280%	0.5192%	1.1391%	6.1139%	2.2197%	2.2197%	2.2197%							
M04	PCN	4KHz	40Hz	3.83%	0.7883%	0.7924%	1.1050%	0.7784%	0.8908%	1.7910%	0.5944%	1.0578%	0.4903%	1.1926%	6.1066%	1.8025%	1.8025%	1.8025%							
M04	PCN	4KHz	45Hz	0.37%	0.8769%	0.9871%	1.1426%	0.8793%	1.7147%	0.6653%	1.0578%	0.3647%	0.5639%	1.3588%	6.2125%	1.9783%	1.9783%	1.9783%							
M04	PCN	4KHz	45Hz	3.41%	0.9808%	1.0778%	1.2534%	1.1517%	0.8342%	1.9603%	0.8660%	1.2553%	0.3604%	1.6229%	5.9793%	1.7461%	1.7461%	1.7461%							
M04	PCN	4KHz	50Hz	0.40%	0.8968%	1.3128%	1.3755%	1.3838%	0.9372%	1.9994%	0.7730%	1.4390%	0.3763%	1.0515%	1.4775%	6.4343%	1.8265%	1.8265%							
M04	PCN	4KHz	50Hz	3.13%	1.0186%	1.2741%	1.1040%	1.2546%	0.9316%	4.3072%	0.7859%	2.4631%	0.3425%	1.6245%	5.9793%	1.7173%	1.7173%	1.7173%							
M04	PCN	4KHz	55Hz	0.36%	1.0430%	1.7366%	1.3776%	1.1075%	1.1075%	4.8447%	0.8795%	2.6200%	1.0162%	1.8280%	7.2610%	2.0926%	2.0926%	2.0926%							
M04	PCN	4KHz	55Hz	3.45%	0.9317%	1.5262%	0.9551%	1.4864%	0.9186%	4.4532%	0.7655%	2.5892%	0.3462%	0.8697%	1.6134%	1.8552%	1.8552%	1.8552%							
M04	PCN	4KHz	60Hz	4.39%	1.0315%	2.0332%	1.2050%	1.2050%	1.2428%	5.0750%	0.9451%	2.7910%	0.3588%	0.9628%	1.8513%	8.2118%	2.3975%	2.3975%							
M04	PCN	4KHz	60Hz	3.99%	0.8905%	1.6591%	0.9283%	1.5604%	0.9420%	4.2733%	0.7138%	2.4689%	0.2844%	0.7063%	1.5089%	1.8666%	1.8666%	1.8666%							
M04	VBD	10KHz	40Hz	0.42%	1.6521%	0.4772%	0.8248%	0.4214%	0.3333%	1.0570%	0.2706%	1.0516%	0.2602%	0.5643%	2.8140%	2.5438%	2.5438%	2.5438%							
M04	VBD	10KHz	40Hz	3.83%	1.3629%	0.4863%	0.4784%	0.2998%	1.4503%	0.2335%	0.8006%	0.2010%	0.2335%	0.2055%	1.8440%	1.8440%	1.8440%	1.8440%							
M04	VBD	10KHz	45Hz	0.37%	1.3487%	0.7036%	1.4392%	0.6132%	0.3754%	2.1364%	0.3163%	0.4643%	0.2326%	0.5576%	1.1791%	1.9829%	1.6607%	1.6607%							
M04	VBD	10KHz	45Hz	3.33%	1.4184%	0.7484%	1.1456%	0.8298%	0.3808%	1.7386%	0.3184%	1.4321%	0.2649%	0.8577%	1.2856%	1.9032%	1.2674%	1.2674%							
M04	VBD	10KHz	50Hz	0.40%	0.5816%	0.4350%	1.3054%	0.4448%	0.2865%	2.4251%	0.2186%	0.1697%	0.8502%	0.8239%	1.8395%	0.9850%	0.9850%	0.9850%							
M04	VBD	10KHz	50Hz	3.13%	0.5202%	0.4355%	1.1768%	0.3204%	0.3240%	3.4067%	0.2159%	0.3068%	0.1519%	0.7288%	0.8224%	1.8114%	0.9868%	0.9868%							
M04	VBD	10KHz	55Hz	0.36%	1.3693%	1.1251%	0.8640%	0.8828%	0.4665%	3.2800%	0.4149%	1.0961%	0.3132%	0.16152%	1.5977%	3.0167%	2.2052%	2.2052%							
M04	VBD	10KHz	55Hz	3.45%	0.5505%	0.6539%	0.3366%	0.3955%	0.2274%	4.2341%	0.1972%	3.3770%	0.1583%	0.7005%	1.3129%	1.9033%	1.0160%	1.0160%							
M04	VBD	10KHz	60Hz	0.39%	0.8180%	0.8185%	0.4238%	0.6308%	0.4052%	1.0418%	0.2766%	1.9899%	0.2622%	1.2452%	1.0349%	2.7399%	1.6523%	1.6523%							
M04	VBD	10KHz	60Hz	4.39%	0.3871%	0.4917%	0.2392%	0.3218%	0.1936%	4.0576%	0.1506%	3.1908%	0.1371%	0.5931%	0.6468%	1.8887%	1.0407%	1.0407%							
M04	VBN	10KHz	40Hz	0.42%	1.5666%	0.4244%	0.8861%	0.4019%	0.2756%	0.7697%	0.2760%	0.9825%	0.2276%	0.5078%	0.6503%	2.3179%	2.3179%	2.3179%							
M04	VBN	10KHz	40Hz	3.83%	1.3134%	0.4455%	1.4183%	0.3922%	0.3116%	1.5474%	0.2486%	0.8495%	0.2043%	0.5031%	0.9062%	2.4159%	2.1190%	2.1190%							
M04	VBN	10KHz	45Hz	0.37%	1.6320%	0.9736%	1.4313%	0.7527%	0.4452%	1.5299%	0.2978%	0.7534%	0.2376%	0.52339%	1.4986%	2.4775%	1.9065%	1.9065%							
M04	VBN	10KHz	45Hz	3.48%	1.5676%	1.2495%	0.9405%	0.9299%	0.5210%	1.2555%	0.3895%	1.3897%	0.2977%	0.6885%	2.0345%	2.2761%	1.7256%	1.7256%							
M04	VBN	10KHz	50Hz	0.40%	0.7032%	0.4218%	0.8164%	0.4107%	0.2311%	2.5366%	0.2052%	2.7061%	0.1642%	0.8094%	0.6880%	1.8323%	0.9786%	0.9786%							
M04	VBN	10KHz	50Hz	3.13%	0.5112%	0.4316%	0.9548%	0.3002%	0.2388%	4.5451%	0.1814%	3.3159%	0.1417%	0.7789%	0.6578%	1.7445%	0.9264%	0.9264%							
M04	VBN	10KHz	55Hz	0.36%	0.4566%	0.6321%	0.7219%	0.4627%	0.2232%	4.9035%	0.1857%	3.4745%	0.1597%	0.6346%	0.9969%	2.1466%	1.1533%	1.1533%							
M04	VBN	10KHz	55Hz	3.45%	0.4304%	0.5525%	0.3239%	0.3550%	0.1845%	4.6966%	0.2124%	3.4831%	0.1410%	0.6757%	1.1050%	1.8949%	1.0240%	1.0240%							
M04	VBN	10KHz	60Hz	0.39%	0.4499%	0.6903%	0.3480%	0.4816%	0.2445%	4.6496%	0.1744%	3.4831%	0.1827%	0.7063%	0.6881%	2.4713%	1.3425%	1.3425%							
M04	VBN	10KHz	60Hz	4.39%	0.3861%	0.5452%	0.2318%	0.3414%	0.1967%	4.0702%	0.1461%	3.1425%	0.1355%	0.6141%	0.6805%	1.8716%	1.0076%	1.0076%							
M04	Red		50Hz	0.47%	0.1560%	0.1060%	1.5213%	0.1036%	0.0571%	2.2086%	0.0432%	2.8282%	0.0116%	0.1280%	0.1280%	0.0180%	0.0180%	0.0180%							
M04	Red		50Hz	4.33%	0.8758%	0.6333%	1.2447%	0.3891%	0.1957%	0.7803%	0.1440%	2.4720%	0.0794%	0.1701%	1.4157%	0.1125%	0.0570%	0.0570%							
M01	Escalor	3KHz	40Hz	0.42%	0.1929%	0.1298%	1.5431%	0.4589%	0.8305%	0.0721%	0.7503%	0.0660%	0.1377%	0.2399%	5.7681%	3.7709%	3.7709%	3.7709%							
M01	Escalor	3KHz	40Hz	3.83%	0.2612%	0.2165%	1.2718%	0.6055%	0.0997%	1.0763%	0.0867%	0.6738%	0.0646%	0.1776%	0.6054%	5.6951%	3.4383%	3.4383%							
M01	Escalor	3KHz	45Hz	0.37%	0.2288%	0.2117%	1.6256%	0.6571%	0.0785%	0.9019%	0.0719%	0.7266%	0.0700%	1.1956%	6.9917%	2.8868%	2.8868%	2.8868%							
M01	Escalor	3KHz	45Hz	3.41%	0.4097%	0.3230%	1.2783%	0.5850%	0.1178%	1.1076%	0.1011%	0.5162%	0.0814%	1.2196%	6.8369%	2.7224%	2.7224%	2.7224%							

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_2_norm	SgH_2_norm	SgH_3_norm	SgH_3_norm	SgH_3_norm	SgH_5_norm	PIHBBDD_7	gH_7_norm	PIHBBDD_11	gH_11_norm	PIHBBDD_15	7_11	PHFD_fe_1	PHFD_fe_2
M01	Escal	3KHz	50Hz	0.3655%	1.2814%	0.1083%	0.0744%	1.8076%	0.0642%	1.2667%	0.0690%	0.3857%	0.2997%	8.1463%	0.7104%	2.3895%		
M01	Escal	3KHz	50Hz	0.5669%	1.1871%	0.1799%	0.1223%	2.9054%	0.0907%	1.7206%	0.0642%	0.4916%	0.7104%	7.7821%	0.7821%	2.2500%		
M01	Escal	3KHz	55Hz	0.4650%	1.4850%	0.1448%	0.0755%	9.6040%	0.0780%	2.7609%	0.0555%	0.6748%	1.9956%	8.8508%	0.6748%	2.4300%		
M01	Escal	3KHz	55Hz	0.5325%	0.8669%	0.2202%	0.1211%	8.6000%	0.0992%	2.4918%	0.0581%	0.6998%	1.9452%	7.7196%	0.7196%	2.1426%		
M01	Escal	3KHz	60Hz	0.5427%	1.0167%	0.1235%	0.1037%	9.8539%	0.0649%	2.9408%	0.0581%	0.6998%	0.2719%	10.0349%	0.2719%	2.8099%		
M01	Escal	3KHz	60Hz	0.5456%	0.3528%	0.1953%	0.1266%	7.6804%	0.0796%	2.1199%	0.0546%	0.7599%	0.9738%	7.2312%	0.9738%	2.0278%		
M01	Escal	4KHz	40Hz	0.1810%	0.1290%	0.4015%	0.1639%	0.7630%	0.1591%	0.7427%	0.0830%	0.1798%	0.2960%	4.5275%	0.2960%	2.8372%		
M01	Escal	4KHz	40Hz	0.2951%	1.2466%	0.3366%	0.1647%	1.1444%	0.1396%	0.7183%	0.0985%	0.2220%	0.6603%	4.9366%	0.6603%	2.6587%		
M01	Escal	4KHz	45Hz	0.1991%	0.2176%	0.6290%	0.1292%	0.7531%	0.1472%	0.6736%	0.0943%	0.2082%	1.1956%	5.3783%	1.1956%	2.3321%		
M01	Escal	4KHz	45Hz	0.4131%	0.3397%	0.4797%	0.1756%	1.1620%	0.1672%	0.5919%	0.0868%	0.1904%	1.1050%	5.2619%	1.1050%	2.2152%		
M01	Escal	4KHz	50Hz	0.3381%	0.2570%	0.1114%	0.0707%	1.7407%	0.0905%	1.3352%	0.0816%	0.3901%	0.2267%	6.9226%	0.2267%	1.9356%		
M01	Escal	4KHz	50Hz	0.5035%	0.3110%	0.1585%	0.1032%	4.0132%	0.1385%	2.3306%	0.0859%	0.4581%	0.8042%	5.8393%	0.8042%	1.7364%		
M01	Escal	4KHz	55Hz	0.4985%	0.9628%	0.1385%	0.0701%	9.2880%	0.0698%	2.9572%	0.0588%	0.6419%	1.9856%	6.8176%	1.9856%	1.9408%		
M01	Escal	4KHz	55Hz	0.5286%	0.9277%	0.2171%	0.1177%	8.8973%	0.1057%	2.5659%	0.0610%	0.7570%	1.9686%	6.0065%	1.7345%	2.2235%		
M01	Escal	4KHz	60Hz	0.5127%	0.8207%	0.1613%	0.0762%	10.3438%	0.0692%	2.8302%	0.0655%	0.8330%	0.2787%	7.7162%	0.2787%	2.2235%		
M01	Escal	4KHz	60Hz	0.5377%	0.6588%	0.1904%	0.1049%	8.1572%	0.0786%	2.1038%	0.0497%	0.7482%	0.9158%	5.5103%	0.9158%	1.6037%		
M01	Escal	5KHz	40Hz	0.1642%	0.1640%	0.3818%	0.1322%	0.7174%	0.0928%	0.7382%	0.1155%	0.2230%	0.3907%	3.7476%	0.3907%	2.4719%		
M01	Escal	5KHz	40Hz	0.3184%	0.2315%	0.3900%	0.1247%	1.2100%	0.1099%	0.7567%	0.1237%	0.2317%	0.7241%	3.7157%	0.7241%	2.3731%		
M01	Escal	5KHz	45Hz	0.2083%	0.2270%	0.5986%	0.1891%	0.9347%	0.1797%	0.8360%	0.0819%	0.1713%	1.1316%	4.4329%	1.1316%	2.0730%		
M01	Escal	5KHz	45Hz	0.4437%	0.3712%	0.5179%	0.2161%	1.2407%	0.1926%	0.6552%	0.0904%	0.2200%	1.1867%	4.3726%	1.1867%	2.0189%		
M01	Escal	5KHz	50Hz	0.2074%	0.2438%	0.1078%	0.0889%	3.9988%	0.1040%	2.1419%	0.0592%	0.4699%	0.2788%	5.0989%	0.2788%	1.6134%		
M01	Escal	5KHz	50Hz	0.4245%	0.2686%	0.1729%	0.1127%	5.1497%	0.1107%	2.8534%	0.0774%	0.3911%	0.7390%	4.8364%	0.7390%	1.5163%		
M01	Escal	5KHz	55Hz	0.5468%	0.9744%	0.1578%	0.0745%	9.9503%	0.0751%	2.8369%	0.0657%	0.7937%	1.9767%	5.5867%	1.9767%	1.6652%		
M01	Escal	5KHz	55Hz	0.5755%	1.0734%	0.0882%	0.1166%	9.0180%	0.1118%	2.5192%	0.0702%	0.7979%	2.1669%	4.8560%	2.1669%	1.4673%		
M01	Escal	5KHz	60Hz	0.7190%	0.8360%	0.1536%	0.0649%	10.0306%	0.0746%	3.0191%	0.0566%	0.8253%	0.1724%	6.3636%	0.1724%	1.9364%		
M01	Escal	5KHz	60Hz	0.5245%	0.7845%	0.1642%	0.1036%	7.8208%	0.0758%	2.3347%	0.0583%	0.7286%	0.8509%	4.6183%	0.8509%	1.4171%		
M01	Vectorial	3KHz	40Hz	0.2694%	1.4707%	0.5287%	0.0874%	0.8253%	0.0921%	0.5929%	0.0794%	0.1332%	0.2603%	5.8568%	0.2603%	4.5416%		
M01	Vectorial	3KHz	40Hz	0.3296%	0.1587%	1.1850%	0.0935%	1.0299%	0.0835%	0.6095%	0.0742%	0.1721%	0.5415%	5.6799%	0.5415%	3.6840%		
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	0.2810%	0.2200%	0.4358%	0.0877%	0.8601%	0.0845%	0.5780%	0.0815%	0.1318%	0.7796%	7.0554%	0.7796%	3.6539%		
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	0.4956%	0.2702%	1.2491%	0.1154%	1.0924%	0.1060%	0.4352%	0.0769%	0.1674%	1.1068%	6.8055%	1.1068%	2.9135%		
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	0.7161%	0.3592%	0.1930%	0.1209%	0.6681%	0.0973%	0.5779%	0.0886%	0.2010%	0.3412%	8.2730%	0.3412%	2.8038%		
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	0.4684%	0.2121%	1.4065%	0.0987%	1.9402%	0.0803%	1.2172%	0.0634%	0.4416%	0.5747%	7.6875%	0.5747%	2.2539%		
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	0.4825%	0.9554%	1.3871%	0.1558%	0.0929%	5.4136%	0.0753%	2.5431%	0.3142%	1.9411%	9.2314%	1.9411%	2.6091%		
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	0.6053%	0.9366%	0.9091%	0.2407%	7.8013%	0.1120%	2.6661%	0.0725%	0.4970%	1.8493%	7.7878%	1.8493%	2.1669%		
M01	Vectorial	3KHz	60Hz	0.6714%	0.9298%	0.8154%	0.0941%	9.9549%	0.0722%	2.7488%	0.0728%	0.6960%	0.2097%	10.0388%	0.2097%	2.7847%		
M01	Vectorial	3KHz	60Hz	0.4791%	0.8161%	1.1515%	0.1566%	8.0292%	0.0720%	2.2260%	0.0508%	0.7000%	0.8089%	7.4450%	0.8089%	2.0806%		
M01	Vectorial	4KHz	40Hz	0.1946%	0.1428%	0.5209%	0.1285%	0.8748%	0.0973%	0.6519%	0.1098%	0.1712%	0.3413%	4.5175%	0.3413%	3.7689%		
M01	Vectorial	4KHz	40Hz	0.2355%	0.1438%	1.2077%	0.1041%	1.1087%	0.1701%	0.6461%	0.0946%	0.2072%	0.5253%	4.3900%	0.5253%	3.0733%		
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	0.1970%	0.2188%	1.4954%	0.0732%	0.8732%	0.0866%	0.5314%	0.1181%	0.1899%	1.2447%	5.4846%	1.2447%	2.9072%		
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	0.4478%	0.3120%	1.2426%	0.0288%	1.1331%	0.1721%	0.6027%	0.0940%	0.1960%	1.2776%	5.2683%	1.2776%	2.3280%		
M01	Vectorial	4KHz	50Hz	0.6206%	0.3734%	1.2700%	0.2320%	0.7691%	0.1581%	0.7338%	0.1027%	0.2054%	0.3970%	6.4552%	0.3970%	2.4373%		
M01	Vectorial	4KHz	50Hz	0.3917%	0.2424%	1.6706%	0.1543%	0.0916%	2.1210%	1.4361%	0.0812%	0.4661%	0.5578%	5.9231%	0.5578%	1.8693%		
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	0.4568%	0.9203%	1.3704%	0.1620%	5.5761%	0.1005%	2.7232%	0.0711%	0.2959%	1.8440%	7.1124%	1.8440%	2.0897%		
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	0.5256%	0.8192%	0.9772%	0.2162%	7.7939%	0.1038%	2.8195%	0.0640%	0.5097%	1.8107%	6.0598%	1.8107%	1.7515%		
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	0.7063%	0.9170%	0.8607%	0.1623%	10.2582%	0.0736%	2.8979%	0.0620%	0.8631%	0.1826%	7.7343%	0.1826%	2.2320%		
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	0.4816%	0.8949%	0.3744%	0.1076%	8.1580%	0.0721%	2.2844%	0.0569%	0.6228%	0.8467%	5.7324%	0.8467%	1.6753%		
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	0.1532%	0.1611%	1.4774%	0.0996%	0.1887%	0.7135%	0.6147%	0.1038%	0.1934%	0.3427%	3.7944%	0.3427%	3.1347%		
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	0.2241%	0.1705%	1.1814%	0.6030%	1.1511%	0.1087%	1.7138%	0.1048%	0.2274%	0.5867%	3.6991%	0.5867%	2.4987%		
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	0.2483%	0.2313%	1.4891%	0.6207%	0.7114%	0.1640%	0.5492%	0.1215%	0.2366%	1.1682%	4.5442%	1.1682%	2.5520%		
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	0.4874%	0.3343%	1.2486%	0.0662%	0.2171%	1.2164%	0.1965%	0.0642%	0.2157%	1.3280%	4.3700%	1.3280%	2.0634%		
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	0.8301%	0.3588%	1.8956%	0.2127%	0.1704%	0.4098%	0.1236%	0.5584%	0.1142%	0.4022%	5.2055%	0.4022%	2.0743%		
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	0.3504%	0.1771%	1.0395%	0.1297%	1.7155%	0.1338%	1.0717%	0.0787%	0.5512%	0.5469%	4.9581%	0.5469%	1.6528%		
M01	Vectorial	5KHz	55Hz	0.4639%	0.8751%	1.4022%	0.1797%	5.1818%	0.1139%	2.7319%	0.0865%	0.3688%	1.7771%	5.8397%	1.7771%	1.8298%		

Carga- MOTOR	Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_2_norm	SgH_2_norm	SgH_3_norm	SgH_3_norm	SgH_5_norm	PIHBBDD_7	gH_7_norm	PIHBBDD_11	gH_11_norm	PIHBBDD_15_7_11	PHFD_fc_1	PHFD_fc_2
M01	Vectorial	5KHz	55Hz	3.52%	0.4869%	0.8409%	0.9928%	0.1913%	0.1100%	7.7239%	0.0877%	2.8687%	0.0590%	0.5046%	1.6335%	4.9329%
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	0.33%	0.5981%	0.8098%	1.0075%	0.1441%	0.0855%	9.6525%	0.0734%	3.1000%	0.0662%	0.7243%	0.1791%	6.3886%
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	4.39%	0.4225%	0.8703%	0.3929%	0.1623%	0.0983%	7.8918%	0.0729%	2.4389%	0.0543%	0.7368%	0.7793%	4.494%
M01	PCE	4KHz	40Hz	0.42%	1.1047%	0.7385%	1.7051%	0.7802%	0.6755%	1.1218%	0.6279%	0.9228%	0.3418%	0.5389%	1.0877%	6.3660%
M01	PCE	4KHz	40Hz	3.83%	0.8813%	0.7542%	1.2663%	0.8064%	0.6749%	1.2548%	0.5978%	0.9826%	0.3297%	0.5137%	1.1612%	6.2263%
M01	PCE	4KHz	45Hz	0.37%	0.8265%	1.0740%	1.8037%	1.0871%	0.8348%	1.3602%	0.7276%	1.1330%	0.3712%	0.5898%	1.3471%	6.4305%
M01	PCE	4KHz	45Hz	3.56%	0.7588%	1.0296%	1.3696%	1.0724%	0.7991%	1.5230%	0.6968%	1.1330%	0.5882%	0.5987%	1.3758%	6.0977%
M01	PCE	4KHz	50Hz	0.33%	0.9257%	1.4297%	1.8217%	1.4743%	1.0742%	2.5418%	0.8349%	2.0339%	1.1258%	1.1258%	1.6022%	6.5468%
M01	PCE	4KHz	50Hz	3.13%	0.9631%	1.3205%	1.3885%	1.3836%	0.9015%	2.9692%	0.7394%	2.1031%	0.3587%	1.0397%	1.4688%	6.1930%
M01	PCE	4KHz	55Hz	0.36%	1.1382%	1.7344%	1.6866%	1.7109%	1.1366%	4.4864%	0.8162%	2.6063%	0.3826%	1.0333%	1.7278%	7.3611%
M01	PCE	4KHz	55Hz	3.52%	0.9086%	1.5067%	1.1729%	1.5025%	0.9151%	4.1579%	0.7101%	2.5444%	0.8236%	1.0264%	1.5754%	6.3059%
M01	PCE	4KHz	60Hz	0.33%	1.2523%	2.1136%	1.3922%	2.0255%	1.2381%	4.1536%	0.9304%	2.5710%	0.3855%	1.1220%	1.8544%	8.2941%
M01	PCE	4KHz	60Hz	4.39%	0.9311%	1.5039%	0.8753%	1.4168%	0.9287%	3.591%	0.6920%	2.2220%	0.2742%	0.7435%	1.5504%	6.0207%
M01	PCN	4KHz	40Hz	0.42%	0.6776%	0.7193%	1.6564%	0.7973%	0.6925%	1.1767%	0.5855%	0.9361%	0.3413%	0.5274%	1.0989%	6.1094%
M01	PCN	4KHz	40Hz	3.83%	0.6710%	0.7196%	1.4607%	0.7931%	0.7015%	1.2937%	0.5988%	1.0940%	0.3403%	0.5019%	1.2394%	5.6025%
M01	PCN	4KHz	45Hz	0.37%	0.7368%	0.9844%	1.8322%	1.0321%	0.8908%	1.3702%	0.6984%	1.1327%	0.3601%	0.5683%	1.3811%	6.2038%
M01	PCN	4KHz	45Hz	3.56%	0.8849%	1.0118%	1.5971%	1.0932%	0.8351%	1.5757%	0.7260%	1.5759%	0.3719%	0.5637%	1.4796%	5.6661%
M01	PCN	4KHz	50Hz	0.33%	0.9614%	1.3048%	2.0541%	1.4265%	0.9885%	1.6199%	0.7705%	1.3624%	0.3703%	0.8377%	1.5121%	6.4481%
M01	PCN	4KHz	50Hz	3.13%	0.7985%	1.2851%	1.5107%	1.3512%	0.9601%	3.9477%	0.7205%	2.5481%	0.3378%	0.9089%	1.5017%	5.9069%
M01	PCN	4KHz	55Hz	0.36%	1.0689%	1.6538%	1.7163%	1.6572%	1.1105%	4.4731%	0.8712%	2.6840%	0.3675%	1.0039%	1.7404%	7.3615%
M01	PCN	4KHz	55Hz	3.58%	0.9199%	1.4305%	1.1496%	1.4862%	0.9249%	4.2093%	0.7409%	2.4821%	0.3393%	0.8361%	1.6138%	6.3177%
M01	PCN	4KHz	60Hz	0.33%	1.1099%	1.1173%	1.4906%	2.1208%	1.2607%	4.8419%	0.8515%	2.7786%	0.3718%	1.0046%	1.8582%	8.2088%
M01	PCN	4KHz	60Hz	4.39%	0.9087%	1.5345%	0.8922%	1.4872%	0.9070%	4.0624%	0.8422%	2.3418%	0.2918%	0.7125%	1.5428%	6.1083%
M01	VBD	10KHz	40Hz	0.42%	1.7675%	0.4837%	0.8954%	0.4195%	0.3404%	1.4357%	0.2900%	1.1581%	0.2562%	0.5497%	0.8867%	2.9451%
M01	VBD	10KHz	40Hz	3.83%	1.2975%	0.3694%	0.8252%	0.4515%	0.2576%	1.3678%	0.2136%	0.8555%	0.1765%	0.4779%	0.8492%	2.2571%
M01	VBD	10KHz	45Hz	0.37%	1.3452%	0.5590%	0.8439%	0.4757%	0.3173%	1.3722%	0.2830%	1.0821%	0.2702%	0.6001%	0.8621%	3.0731%
M01	VBD	10KHz	45Hz	3.56%	1.4163%	1.0591%	1.1960%	0.9505%	0.5122%	1.2656%	0.3740%	1.5018%	0.2627%	0.7378%	1.8908%	2.2930%
M01	VBD	10KHz	50Hz	0.33%	1.0688%	0.6806%	0.9845%	0.8243%	0.8513%	1.7316%	0.3147%	1.0804%	0.2683%	0.6373%	1.0781%	3.1498%
M01	VBD	10KHz	50Hz	3.13%	0.4257%	0.3687%	1.5689%	0.3318%	0.3329%	2.8594%	0.2322%	2.9002%	0.1631%	0.8939%	0.8654%	1.7837%
M01	VBD	10KHz	55Hz	0.36%	1.5395%	1.3204%	1.0244%	1.0115%	0.4987%	3.4337%	0.3853%	1.2884%	0.3311%	0.6177%	1.9598%	3.2100%
M01	VBD	10KHz	55Hz	3.58%	0.9665%	0.4371%	0.8068%	0.3167%	0.1932%	3.7995%	0.1762%	3.3061%	0.1474%	0.7162%	0.8642%	1.8709%
M01	VBD	10KHz	60Hz	0.33%	1.3187%	0.9050%	0.7015%	0.7196%	0.4330%	3.2285%	0.3306%	1.0143%	0.3069%	1.0502%	1.2241%	2.9048%
M01	VBD	10KHz	60Hz	4.39%	0.4016%	0.5413%	0.4515%	0.3264%	0.1752%	3.6576%	0.1438%	2.9636%	0.1371%	0.6266%	0.8871%	1.7954%
M01	VBN	10KHz	40Hz	0.42%	1.2281%	0.4285%	1.0218%	0.4212%	0.2932%	1.1450%	0.2567%	0.9775%	0.2343%	0.5433%	0.7007%	2.7085%
M01	VBN	10KHz	40Hz	3.83%	0.8823%	0.4059%	0.7145%	0.3793%	0.2639%	1.3802%	0.2319%	0.8933%	0.2109%	0.5341%	0.7582%	2.3893%
M01	VBN	10KHz	45Hz	0.37%	1.7158%	0.9919%	1.6126%	0.7979%	0.4674%	2.3456%	0.3535%	0.8210%	0.2593%	0.5050%	1.6909%	2.4547%
M01	VBN	10KHz	45Hz	3.56%	1.5037%	1.0715%	1.2246%	0.8782%	0.5149%	1.5214%	0.3584%	1.5808%	0.2692%	0.7753%	1.7032%	2.2379%
M01	VBN	10KHz	50Hz	0.33%	0.6469%	0.5200%	1.7604%	0.4366%	0.2343%	1.3431%	0.2110%	2.4799%	0.1603%	0.8864%	0.6935%	1.8557%
M01	VBN	10KHz	50Hz	3.13%	0.4460%	0.3575%	1.3865%	0.3191%	0.2264%	3.3633%	0.1805%	3.0971%	0.1502%	0.7896%	0.7229%	1.7332%
M01	VBN	10KHz	55Hz	0.36%	0.5463%	0.5910%	1.5576%	0.4611%	0.2459%	4.2806%	0.2040%	3.4072%	0.1734%	0.6574%	0.8695%	1.1364%
M01	VBN	10KHz	55Hz	3.52%	0.3871%	0.4388%	0.8396%	0.3240%	0.1820%	4.0360%	0.1719%	3.4284%	0.1387%	0.6865%	0.9050%	1.8615%
M01	VBN	10KHz	60Hz	0.33%	0.5526%	0.6698%	0.9838%	0.5063%	0.2967%	3.6912%	0.2276%	3.3650%	0.2085%	0.7635%	0.7590%	2.5077%
M01	VBN	10KHz	60Hz	4.39%	0.3379%	0.4279%	0.4432%	0.3079%	0.1780%	3.5311%	0.1504%	2.9015%	0.1360%	0.6505%	0.8998%	1.8032%
M01	Red		50Hz	0.40%	0.0958%	0.1290%	1.2625%	0.0741%	0.0494%	2.4091%	0.0382%	2.0843%	0.0112%	0.1344%	0.1145%	0.0187%
M01	Red		50Hz	4.33%	0.4733%	0.3861%	0.6074%	0.2181%	0.1512%	2.2410%	0.0984%	1.7236%	0.0476%	0.1381%	1.1516%	0.0670%

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	"s" desliza.	PHFD_fc_3	PHFD_fc_4	PIHBBDX2fc_1	PIHBBDX2fc_5	PIHBBDX2fc_7	PIHBBDX2fc_11	PIHBBDX4fc_1	PIHBBDX4fc_5	PIHBBDX4fc_7	PIHBBDX4fc_11
M04	Escalar	3KHz	40Hz	1,4642%	1,5023%	3,2234%	0,2384%	0,1311%	0,1124%	1,1588%	0,1534%	0,1929%	0,1338%	
M04	Escalar	3KHz	40Hz	1,2451%	1,3494%	2,6899%	0,2326%	0,1281%	0,1122%	1,1588%	0,1534%	0,1929%	0,1338%	
M04	Escalar	3KHz	45Hz	1,1413%	1,2163%	1,9957%	0,1608%	0,1244%	0,1180%	0,7834%	0,1219%	0,1366%	0,1359%	
M04	Escalar	3KHz	45Hz	1,0383%	1,149%	1,6149%	0,3399%	0,1576%	0,1138%	0,2766%	0,1154%	0,2044%	0,1690%	
M04	Escalar	3KHz	50Hz	1,0454%	0,9090%	0,9099%	0,1555%	0,1171%	0,1123%	0,2766%	0,1092%	0,1016%	0,1093%	
M04	Escalar	3KHz	50Hz	1,0622%	0,7881%	0,6541%	0,1929%	0,1382%	0,0905%	0,1718%	0,0946%	0,0945%	0,1216%	
M04	Escalar	3KHz	55Hz	1,2219%	0,8396%	0,5701%	0,2224%	0,1939%	0,0912%	0,1319%	0,0933%	0,0953%	0,1333%	
M04	Escalar	3KHz	55Hz	1,087%	0,7558%	0,5189%	0,1597%	0,1379%	0,0833%	0,1204%	0,0873%	0,0855%	0,1076%	
M04	Escalar	3KHz	60Hz	1,4053%	0,9626%	0,6674%	0,3288%	0,2851%	0,1212%	0,1398%	0,1052%	0,1279%	0,1868%	
M04	Escalar	3KHz	60Hz	1,0573%	0,7366%	0,5006%	0,2699%	0,2386%	0,0989%	0,1157%	0,0793%	0,0903%	0,1448%	
M04	Escalar	4KHz	40Hz	1,3675%	1,4060%	2,6579%	0,2021%	0,2039%	0,1611%	0,9946%	0,2152%	0,1852%	0,1682%	
M04	Escalar	4KHz	40Hz	1,2479%	1,3306%	2,3715%	0,2708%	0,2149%	0,1465%	0,9270%	0,1920%	0,2186%	0,1899%	
M04	Escalar	4KHz	45Hz	1,1147%	1,1842%	1,5564%	0,2186%	0,2262%	0,1531%	0,6512%	0,1976%	0,2092%	0,1604%	
M04	Escalar	4KHz	45Hz	0,9302%	0,9708%	1,0384%	0,3975%	0,1827%	0,1554%	0,4261%	0,1551%	0,2392%	0,2030%	
M04	Escalar	4KHz	50Hz	0,9908%	0,9320%	0,8320%	0,1901%	0,1548%	0,1500%	0,3181%	0,1235%	0,1607%	0,1499%	
M04	Escalar	4KHz	50Hz	0,9922%	0,8684%	0,6415%	0,1658%	0,1653%	0,1018%	0,2151%	0,1034%	0,1562%	0,1245%	
M04	Escalar	4KHz	55Hz	1,0540%	0,8022%	0,4409%	0,1194%	0,1143%	0,0977%	0,1298%	0,0947%	0,0943%	0,1077%	
M04	Escalar	4KHz	55Hz	0,9638%	0,7372%	0,4112%	0,1058%	0,1000%	0,0914%	0,1208%	0,0931%	0,0946%	0,0953%	
M04	Escalar	4KHz	60Hz	1,2332%	0,9329%	0,5091%	0,1296%	0,1269%	0,1012%	0,1418%	0,1049%	0,1075%	0,1166%	
M04	Escalar	4KHz	60Hz	0,9130%	0,6935%	0,3829%	0,1410%	0,1301%	0,0795%	0,1035%	0,0788%	0,0780%	0,1011%	
M04	Escalar	5KHz	40Hz	1,3529%	1,3793%	2,1652%	0,2617%	0,2221%	0,1927%	0,8535%	0,2142%	0,2817%	0,1869%	
M04	Escalar	5KHz	40Hz	1,1464%	1,2117%	1,7223%	0,3388%	0,2225%	0,1735%	0,7022%	0,2396%	0,2916%	0,1904%	
M04	Escalar	5KHz	45Hz	1,1569%	1,2268%	1,2959%	0,2786%	0,2437%	0,1537%	0,6079%	0,2371%	0,2268%	0,1642%	
M04	Escalar	5KHz	45Hz	0,9332%	1,0750%	0,9933%	0,4236%	0,2065%	0,1690%	0,4643%	0,1882%	0,2624%	0,2293%	
M04	Escalar	5KHz	50Hz	0,9569%	0,9245%	0,6494%	0,1790%	0,1999%	0,1470%	0,2816%	0,1413%	0,1904%	0,1426%	
M04	Escalar	5KHz	50Hz	0,8782%	0,7817%	0,4591%	0,1992%	0,1758%	0,0948%	0,1712%	0,1088%	0,1443%	0,1393%	
M04	Escalar	5KHz	55Hz	0,9972%	0,8105%	0,3699%	0,1370%	0,1236%	0,1068%	0,1315%	0,1123%	0,1065%	0,1106%	
M04	Escalar	5KHz	55Hz	0,352%	0,7364%	0,3355%	0,1213%	0,1270%	0,0993%	0,1198%	0,0949%	0,1017%	0,1100%	
M04	Escalar	5KHz	60Hz	1,1394%	0,9330%	0,4454%	0,1565%	0,1381%	0,1326%	0,1428%	0,1332%	0,1421%	0,1458%	
M04	Escalar	5KHz	60Hz	0,8800%	0,7260%	0,3662%	0,1203%	0,1111%	0,0927%	0,1191%	0,1005%	0,0965%	0,1114%	
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	2,0626%	1,9047%	4,8850%	0,3659%	0,1740%	0,1527%	1,4417%	0,3103%	0,2957%	0,1744%	
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	1,6527%	1,6617%	3,8242%	0,3830%	0,1698%	0,1294%	1,2803%	0,2557%	0,2837%	0,1618%	
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	1,6714%	1,7991%	3,5866%	0,1835%	0,1566%	0,1526%	1,3677%	0,1466%	0,1615%	0,1560%	
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	1,2377%	1,3701%	2,3774%	0,2689%	0,1519%	0,1318%	0,9358%	0,1322%	0,1854%	0,1528%	
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	1,4158%	1,5131%	2,4708%	0,2024%	0,1549%	0,1464%	0,9705%	0,1469%	0,1794%	0,1521%	
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	1,1149%	1,1423%	1,4257%	0,2810%	0,2579%	0,1342%	0,5141%	0,1295%	0,1805%	0,1696%	
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	1,3081%	1,0855%	1,0098%	0,4126%	0,2279%	0,1146%	0,2936%	0,1405%	0,1799%	0,2228%	
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	1,1097%	0,7901%	0,5845%	0,1219%	0,1207%	0,0924%	0,1380%	0,0873%	0,0907%	0,1021%	
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	1,4496%	1,0413%	0,7492%	0,2264%	0,2001%	0,1196%	0,1791%	0,1177%	0,1080%	0,1545%	
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	1,0778%	0,7365%	0,5316%	0,1935%	0,1669%	0,0803%	1,158%	0,0761%	0,0773%	0,1161%	
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	1,7726%	1,7206%	3,6623%	0,2617%	0,2639%	0,1526%	1,1864%	0,2524%	0,2947%	0,1921%	
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	1,4219%	1,4776%	2,8190%	0,2925%	0,2223%	0,1806%	1,0263%	0,2613%	0,2567%	0,1817%	
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	1,5679%	1,6910%	2,9028%	0,2941%	0,2483%	0,1822%	1,1658%	0,2082%	0,2436%	0,2129%	
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	1,1773%	1,2845%	1,8518%	0,4639%	0,2385%	0,1757%	0,7553%	0,1959%	0,3211%	0,2208%	
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	1,3768%	1,4823%	1,9294%	0,2932%	0,2932%	0,1786%	0,8127%	0,2475%	0,2504%	0,1979%	
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	1,0214%	1,0595%	1,0203%	0,3073%	0,1611%	0,1630%	0,3957%	0,1412%	0,2048%	0,1914%	
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	1,1963%	1,0654%	0,8154%	0,2088%	0,1944%	0,1502%	0,2887%	0,1605%	0,1953%	0,1639%	
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	0,9860%	0,7659%	0,4490%	0,1112%	0,1057%	0,0943%	0,1255%	0,1005%	0,0947%	0,1044%	
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	1,2619%	0,9695%	0,5455%	0,1440%	0,1387%	0,1168%	0,1627%	0,1182%	0,1160%	0,1202%	
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	0,9382%	0,7115%	0,3963%	0,1560%	0,1417%	0,0861%	0,1096%	0,0807%	0,0825%	0,1083%	
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	1,8241%	1,7975%	3,2184%	0,2926%	0,2723%	0,2120%	1,1038%	0,3343%	0,2702%	0,2101%	
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	1,4384%	1,5016%	2,4378%	0,3853%	0,2695%	0,1845%	0,9446%	0,2504%	0,3060%	0,2358%	
M04	Vectorial	5KHz	45Hz	1,5952%	1,6912%	2,4478%	0,2936%	0,2621%	0,2126%	1,0136%	0,3074%	0,3367%	0,2011%	

Catg-MOTOR	Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	PHFD_fc_3	PHFD_fc_4	PIHBDDx2fc_1	PIHBDDx2fc_5	PIHBDDx2fc_7	PIHBDDx2fc_11	PIHBDDx4fc_1	PIHBDDx4fc_5	PIHBDDx4fc_7	PIHBDDx4fc_11
M04	Vectorial	5KHz	45Hz	3.56%	1.2246%	1.3236%	1.5467%	0.6816%	0.3617%	0.1796%	0.6984%	0.2389%	0.3859%	0.2615%
M04	Vectorial	5KHz	50Hz	1.3958%	1.4604%	1.3470%	0.3063%	0.2264%	0.2106%	0.2106%	0.6551%	0.2905%	0.2482%	0.2188%
M04	Vectorial	5KHz	50Hz	0.9843%	0.9592%	0.6890%	0.2976%	0.2203%	0.1490%	0.2273%	0.1427%	0.1530%	0.2028%	0.1670%
M04	Vectorial	5KHz	55Hz	0.36%	1.1590%	0.6131%	0.2077%	0.1497%	0.1047%	0.1269%	0.1289%	0.1078%	0.1085%	0.1180%
M04	Vectorial	5KHz	60Hz	3.52%	0.9220%	0.3757%	0.1399%	0.1269%	0.1047%	0.1264%	0.1569%	0.1409%	0.1429%	0.1618%
M04	Vectorial	5KHz	60Hz	4.39%	0.8704%	0.3240%	0.1024%	0.1066%	0.1095%	0.1095%	0.1161%	0.1087%	0.1082%	0.0934%
M04	PCE	4KHz	40Hz	0.42%	1.6928%	0.5861%	0.8244%	0.4871%	0.3738%	0.2798%	0.2595%	0.2723%	0.3316%	0.2798%
M04	PCE	4KHz	40Hz	3.83%	1.3605%	0.5783%	0.7720%	0.4518%	0.3723%	0.2600%	0.2622%	0.3269%	0.3269%	0.2597%
M04	PCE	4KHz	45Hz	0.37%	1.4133%	1.2253%	0.4284%	0.3841%	0.3141%	0.2327%	0.2332%	0.2337%	0.2337%	0.2130%
M04	PCE	4KHz	45Hz	3.33%	1.3773%	1.2106%	0.4289%	0.3008%	0.3008%	0.2292%	0.2292%	0.2292%	0.2292%	0.2152%
M04	PCE	4KHz	50Hz	0.40%	1.1585%	0.9771%	0.4660%	0.4289%	0.3489%	0.1970%	0.1839%	0.1970%	0.1970%	0.1800%
M04	PCE	4KHz	50Hz	3.13%	1.1129%	0.9412%	0.4583%	0.3970%	0.3661%	0.1951%	0.1751%	0.1877%	0.1877%	0.1580%
M04	PCE	4KHz	55Hz	0.36%	1.1905%	0.9467%	0.4866%	0.4432%	0.4432%	0.1835%	0.1626%	0.1745%	0.1745%	0.1626%
M04	PCE	4KHz	55Hz	3.45%	1.0398%	0.8149%	0.5690%	0.5115%	0.3732%	0.1603%	0.1438%	0.1450%	0.1450%	0.1415%
M04	PCE	4KHz	60Hz	4.39%	1.3893%	1.0975%	0.4794%	0.4327%	0.3586%	0.2139%	0.1906%	0.1906%	0.1906%	0.1954%
M04	PCE	4KHz	60Hz	4.39%	1.0209%	0.8069%	0.3474%	0.3336%	0.2760%	0.1546%	0.1362%	0.1459%	0.1459%	0.1377%
M04	PCN	4KHz	40Hz	0.42%	1.5300%	1.3067%	0.5347%	0.7888%	0.4577%	0.3579%	0.2415%	0.2602%	0.3058%	0.2555%
M04	PCN	4KHz	40Hz	3.83%	1.3468%	1.1659%	0.4559%	0.3790%	0.3132%	0.2299%	0.2299%	0.2299%	0.2299%	0.2299%
M04	PCN	4KHz	45Hz	0.37%	1.3083%	1.1390%	0.4418%	0.4066%	0.3792%	0.2985%	0.2079%	0.2083%	0.2082%	0.2016%
M04	PCN	4KHz	45Hz	3.41%	1.1394%	0.9861%	0.4033%	0.3543%	0.2736%	0.1894%	0.1809%	0.1882%	0.1882%	0.1693%
M04	PCN	4KHz	50Hz	0.40%	1.0553%	0.8553%	0.4867%	0.4867%	0.4373%	0.3517%	0.1733%	0.1502%	0.1742%	0.1484%
M04	PCN	4KHz	50Hz	3.13%	0.9616%	0.7425%	0.5317%	0.4841%	0.3969%	0.3694%	0.1489%	0.1345%	0.1357%	0.1268%
M04	PCN	4KHz	55Hz	0.36%	1.1608%	0.9158%	0.6447%	0.5768%	0.4328%	0.4881%	0.1729%	0.1629%	0.1665%	0.1547%
M04	PCN	4KHz	55Hz	3.45%	1.0471%	0.8318%	0.5626%	0.4247%	0.3877%	0.1581%	0.1430%	0.1479%	0.1396%	0.1396%
M04	PCN	4KHz	60Hz	4.39%	1.3475%	1.0674%	0.4585%	0.4427%	0.3554%	0.1978%	0.1880%	0.1873%	0.1873%	0.1842%
M04	PCN	4KHz	60Hz	4.39%	1.0497%	0.8357%	0.3527%	0.3487%	0.2725%	0.1501%	0.1501%	0.1420%	0.1531%	0.1468%
M04	VBD	10KHz	40Hz	0.42%	2.4425%	supera fmax.	0.4414%	0.4176%	0.4364%	0.5731%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	40Hz	3.83%	1.7764%	supera fmax.	0.3216%	0.3266%	0.3033%	0.3881%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	45Hz	0.37%	1.3300%	supera fmax.	0.2432%	0.2307%	0.2420%	0.2481%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	45Hz	3.33%	1.2492%	supera fmax.	0.2249%	0.2077%	0.2142%	0.2213%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	50Hz	0.40%	0.9664%	supera fmax.	0.1827%	0.1662%	0.1712%	0.1654%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	50Hz	3.13%	0.9673%	supera fmax.	0.1812%	0.1737%	0.1689%	0.1671%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	55Hz	0.36%	2.1859%	supera fmax.	0.4071%	0.3716%	0.4201%	0.3702%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	55Hz	3.45%	0.9938%	supera fmax.	0.1846%	0.1757%	0.1744%	0.1744%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	60Hz	0.39%	1.6182%	supera fmax.	0.3070%	0.2705%	0.2705%	0.2681%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	60Hz	4.39%	1.0266%	supera fmax.	0.1961%	0.1830%	0.1712%	0.1712%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	40Hz	0.42%	2.2328%	supera fmax.	0.3961%	0.3901%	0.4074%	0.5249%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	40Hz	3.83%	2.0228%	supera fmax.	0.3650%	0.3682%	0.3667%	0.4475%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	45Hz	0.37%	1.8887%	supera fmax.	0.3387%	0.3227%	0.3310%	0.3420%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	45Hz	3.48%	1.6995%	supera fmax.	0.3009%	0.2958%	0.3059%	0.3028%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	50Hz	0.40%	0.9562%	supera fmax.	0.1864%	0.1586%	0.1698%	0.1686%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	50Hz	3.13%	0.9082%	supera fmax.	0.1693%	0.1565%	0.1603%	0.1552%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	55Hz	0.36%	1.0723%	supera fmax.	0.2035%	0.1905%	0.1864%	0.1884%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	55Hz	3.45%	0.9975%	supera fmax.	0.1938%	0.1734%	0.1749%	0.1749%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	60Hz	0.39%	1.3296%	supera fmax.	0.2498%	0.2337%	0.2205%	0.2345%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	60Hz	4.39%	0.9937%	supera fmax.	0.1819%	0.1664%	0.1664%	0.1748%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	Red		50Hz	0.173%	0.0173%	0.0027%	0.0027%	0.0027%	0.0027%	0.0027%	0.0028%	0.0028%	0.0028%	0.0046%
M04	Red		50Hz	4.33%	0.0403%	0.0339%	0.0104%	0.0098%	0.0098%	0.0100%	0.0064%	0.0056%	0.0057%	0.0056%
M01	Escalar	3KHz	40Hz	0.42%	1.5398%	1.5751%	3.3850%	0.3285%	0.1637%	0.1223%	1.1992%	0.2049%	0.2483%	0.1547%
M01	Escalar	3KHz	40Hz	3.83%	1.3726%	1.4718%	3.0358%	0.2146%	0.1246%	0.1145%	1.1287%	0.1354%	0.1710%	0.1252%
M01	Escalar	3KHz	45Hz	0.37%	1.1778%	1.2682%	2.1319%	0.1679%	0.1241%	0.1168%	0.8401%	0.1198%	0.1446%	0.1288%
M01	Escalar	3KHz	45Hz	3.41%	1.1233%	1.2181%	1.9185%	0.1593%	0.1241%	0.1295%	0.7525%	0.1197%	0.1328%	0.1367%

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	"s" desliza.	PHFD_fc_3	PHFD_fc_4	PIHBBDX2fc_1	PIHBBDX2fc_5	PIHBBDX2fc_7	PIHBBDX2fc_11	PIHBBDX4fc_1	PIHBBDX4fc_5	PIHBBDX4fc_7	PIHBBDX4fc_11
M01	Escalar	3KHz	50Hz	0.33%	1.0679%	0.9412%	0.9434%	0.1753%	0.1180%	0.109%	0.2916%	0.1091%	0.1190%	0.1280%
M01	Escalar	3KHz	50Hz	3.13%	1.0680%	0.8797%	0.8103%	0.1482%	0.1173%	0.1037%	0.2332%	0.0990%	0.1031%	0.1150%
M01	Escalar	3KHz	55Hz	0.36%	1.2365%	0.8588%	0.5783%	0.1636%	0.1451%	0.0930%	0.1376%	0.0971%	0.1003%	0.1133%
M01	Escalar	3KHz	55Hz	3.45%	1.0970%	0.7600%	0.5216%	0.1849%	0.1602%	0.0830%	0.1652%	0.0925%	0.0867%	0.1193%
M01	Escalar	3KHz	60Hz	0.33%	1.4257%	0.9666%	0.6769%	0.3006%	0.2675%	0.1219%	0.1682%	0.1117%	0.1233%	0.1772%
M01	Escalar	3KHz	60Hz	4.39%	1.0538%	0.7324%	0.5145%	0.2312%	0.2080%	0.0929%	0.1289%	0.0739%	0.0879%	0.1362%
M01	Escalar	4KHz	40Hz	0.42%	1.3244%	1.3337%	2.4471%	0.2288%	0.2341%	0.1607%	0.9649%	0.1630%	0.1691%	0.1793%
M01	Escalar	4KHz	40Hz	3.83%	1.2378%	1.3245%	2.2467%	0.2284%	0.1946%	0.1468%	0.8956%	0.1798%	0.2074%	0.1707%
M01	Escalar	4KHz	45Hz	0.37%	1.1391%	1.2189%	1.6532%	0.2143%	0.2191%	0.1585%	0.6913%	0.1863%	0.2044%	0.1714%
M01	Escalar	4KHz	45Hz	3.41%	1.1067%	1.1837%	1.5044%	0.2376%	0.2310%	0.1470%	0.6228%	0.1966%	0.2107%	0.1606%
M01	Escalar	4KHz	50Hz	0.33%	1.0030%	0.9211%	0.7471%	0.1852%	0.1603%	0.1227%	0.2683%	0.1282%	0.1648%	0.1440%
M01	Escalar	4KHz	50Hz	3.13%	0.9630%	0.7996%	0.5521%	0.1340%	0.1275%	0.0992%	0.1814%	0.1164%	0.1252%	0.1166%
M01	Escalar	4KHz	55Hz	0.36%	1.0718%	0.8066%	0.4497%	0.1440%	0.1326%	0.0924%	0.1300%	0.0933%	0.0856%	0.1119%
M01	Escalar	4KHz	55Hz	3.45%	0.9682%	0.7424%	0.4066%	0.1188%	0.1151%	0.0925%	0.1159%	0.0889%	0.0922%	0.1020%
M01	Escalar	4KHz	60Hz	0.33%	1.2454%	0.9615%	0.1655%	0.1528%	0.1452%	0.1109%	0.1434%	0.1057%	0.1110%	0.1343%
M01	Escalar	4KHz	60Hz	4.39%	0.9012%	0.7017%	0.3788%	0.1262%	0.1176%	0.0844%	0.1029%	0.0834%	0.0844%	0.0951%
M01	Escalar	5KHz	40Hz	0.42%	1.3373%	1.3795%	2.0671%	0.2431%	0.2195%	0.1751%	0.8346%	0.2311%	0.2806%	0.1762%
M01	Escalar	5KHz	40Hz	3.83%	1.2842%	1.3605%	1.9491%	0.2355%	0.2225%	0.1836%	0.7978%	0.2415%	0.2810%	0.1847%
M01	Escalar	5KHz	45Hz	0.37%	1.2056%	1.2741%	1.4053%	0.2878%	0.2574%	0.1632%	0.6514%	0.2347%	0.2396%	0.1771%
M01	Escalar	5KHz	45Hz	3.41%	1.1946%	1.2689%	1.3333%	0.3061%	0.2594%	0.1627%	0.6138%	0.2457%	0.2506%	0.1713%
M01	Escalar	5KHz	50Hz	0.33%	0.9679%	0.8929%	0.5281%	0.1934%	0.1854%	0.1227%	0.2151%	0.1295%	0.1732%	0.1466%
M01	Escalar	5KHz	50Hz	3.13%	0.9374%	0.8104%	0.4450%	0.1523%	0.1388%	0.1087%	0.1618%	0.1243%	0.1294%	0.1197%
M01	Escalar	5KHz	55Hz	0.36%	1.0038%	0.8236%	0.3710%	0.1400%	0.1362%	0.1047%	0.1302%	0.1116%	0.1223%	0.1156%
M01	Escalar	5KHz	55Hz	3.45%	0.8915%	0.7322%	0.3320%	0.1217%	0.1182%	0.0913%	0.185%	0.0887%	0.0937%	0.1051%
M01	Escalar	5KHz	60Hz	0.33%	1.1968%	0.9999%	0.4464%	0.1579%	0.1411%	0.1279%	0.1377%	0.1513%	0.1511%	0.1590%
M01	Escalar	5KHz	60Hz	4.39%	0.8751%	0.7323%	0.3314%	0.1159%	0.1162%	0.1002%	0.1214%	0.1045%	0.1015%	0.1055%
M01	Vectorial	3KHz	40Hz	0.42%	1.8269%	1.7932%	4.2155%	0.2002%	0.1483%	0.1428%	1.3851%	0.1722%	0.1832%	0.1426%
M01	Vectorial	3KHz	40Hz	3.83%	1.4567%	1.5631%	3.3045%	0.1872%	0.1285%	0.1202%	1.2044%	0.1391%	0.1642%	0.1246%
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	0.37%	1.4840%	1.6177%	3.0528%	0.1981%	0.1432%	0.1455%	1.1917%	0.1435%	0.1670%	0.1513%
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	3.41%	1.1780%	1.1780%	2.1877%	0.2013%	0.1356%	0.1288%	0.8658%	0.1233%	0.1562%	0.1444%
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	0.33%	1.2005%	1.2227%	1.5890%	0.2568%	0.1643%	0.1469%	0.5897%	0.1407%	0.1739%	0.1707%
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	3.13%	1.0406%	0.8903%	0.8683%	0.1616%	0.1162%	0.1077%	0.2554%	0.1045%	0.1108%	0.1167%
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	0.36%	1.3091%	0.9990%	0.8004%	0.1882%	0.1496%	0.1149%	0.2127%	0.1146%	0.1146%	0.1317%
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	3.39%	1.1103%	0.7743%	0.5493%	0.1366%	0.1248%	0.0819%	0.1233%	0.0849%	0.0849%	0.0968%
M01	Vectorial	3KHz	60Hz	0.33%	1.4494%	1.0083%	0.6843%	0.1397%	0.1407%	0.1016%	0.1706%	0.0957%	0.1147%	0.1259%
M01	Vectorial	3KHz	60Hz	4.39%	1.0777%	0.7345%	0.5183%	0.2031%	0.1778%	0.0893%	0.1201%	0.0796%	0.0814%	0.1242%
M01	Vectorial	4KHz	40Hz	0.42%	1.6871%	1.6540%	3.4560%	0.2348%	0.2463%	0.1966%	1.1471%	0.2400%	0.2747%	0.1650%
M01	Vectorial	4KHz	40Hz	3.83%	1.3895%	1.4651%	2.7246%	0.2242%	0.2210%	0.1832%	1.0284%	0.2187%	0.1804%	0.1626%
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	0.37%	1.3810%	1.4954%	2.3370%	0.2234%	0.1882%	0.1814%	0.9652%	0.2306%	0.2469%	0.1700%
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	3.41%	1.1396%	1.2307%	1.6617%	0.2302%	0.2317%	0.1501%	0.6875%	0.1862%	0.2130%	0.1756%
M01	Vectorial	4KHz	50Hz	0.33%	1.2589%	1.3142%	1.4402%	0.2978%	0.2239%	0.1716%	0.6196%	0.2297%	0.2281%	0.1905%
M01	Vectorial	4KHz	50Hz	3.13%	0.9595%	0.8946%	0.7500%	0.1733%	0.1360%	0.1184%	0.2661%	0.1148%	0.1424%	0.1410%
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	0.36%	1.1565%	0.9436%	0.6155%	0.1503%	0.1573%	0.1289%	0.1389%	0.1330%	0.1364%	0.1364%
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	3.45%	0.9793%	0.4319%	0.4319%	0.1211%	0.1147%	0.0863%	0.1199%	0.0918%	0.0875%	0.1048%
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	0.33%	1.2580%	0.9637%	0.5247%	0.1333%	0.1251%	0.1054%	0.1384%	0.1078%	0.1116%	0.1276%
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	4.39%	0.9480%	0.7236%	0.3947%	0.1275%	0.1151%	0.0824%	0.1155%	0.0809%	0.0837%	0.1024%
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	0.42%	1.6261%	1.6423%	2.7738%	0.2940%	0.2530%	0.2269%	1.0656%	0.2321%	0.2188%	0.2259%
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	3.83%	1.3222%	1.3903%	2.1090%	0.2608%	0.2112%	0.1805%	0.8395%	0.2144%	0.2933%	0.1871%
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	0.37%	1.4237%	1.5150%	1.9727%	0.2712%	0.2562%	0.2106%	0.8593%	0.2655%	0.2705%	0.2159%
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	3.41%	1.2024%	1.2664%	1.3965%	0.3326%	0.2692%	0.1743%	0.693%	0.2426%	0.2639%	0.1958%
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	0.33%	1.2153%	1.1719%	0.2515%	0.2102%	0.2102%	0.1942%	0.5735%	0.2130%	0.2409%	0.2064%
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	3.13%	0.9682%	0.9336%	0.6414%	0.1880%	0.1983%	0.1315%	0.2674%	0.1269%	0.2072%	0.1541%
M01	Vectorial	5KHz	55Hz	0.36%	1.1403%	0.9926%	0.5350%	0.1998%	0.1998%	0.1523%	0.2008%	0.1504%	0.1761%	0.1683%

Car-ga-MOTOR	Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	PHFD_fc_3	PHFD_fc_4	PIHBBdx2fc_1	PIHBBdx2fc_5	PIHBBdx2fc_7	PIHBBdx2fc_11	PIHBBdx4fc_1	PIHBBdx4fc_5	PIHBBdx4fc_7	PIHBBdx4fc_11
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	3.52%	0,9154%	0,7527%	0,3582%	0,1427%	0,1299%	0,0940%	0,1204%	0,0969%	0,1020%	0,1203%
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	0,33%	1,2000%	0,9874%	0,4587%	0,1487%	0,1467%	0,1482%	0,1571%	0,1414%	0,1506%	0,1415%
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	4,39%	0,9111%	0,7749%	0,3381%	0,1363%	0,1299%	0,1033%	0,1207%	0,1087%	0,1227%	0,1271%
M01	PCE	4KHz	40Hz	0,42%	1,6772%	1,4008%	0,5708%	0,7936%	0,4787%	0,3723%	0,2544%	0,2677%	0,3314%	0,2678%
M01	PCE	4KHz	40Hz	3,83%	1,6657%	1,3797%	0,5733%	0,8110%	0,4641%	0,3723%	0,2520%	0,2800%	0,3356%	0,2573%
M01	PCE	4KHz	45Hz	3,56%	1,3629%	1,2005%	0,4641%	0,3972%	0,3673%	0,3062%	0,2210%	0,2244%	0,2342%	0,2108%
M01	PCE	4KHz	45Hz	3,56%	1,3144%	1,1578%	0,4447%	0,3933%	0,3546%	0,3045%	0,2111%	0,2123%	0,2146%	0,2108%
M01	PCE	4KHz	50Hz	0,33%	1,0674%	0,8468%	0,5873%	0,5141%	0,4396%	0,3831%	0,1744%	0,1546%	0,1575%	0,1489%
M01	PCE	4KHz	50Hz	3,13%	1,0259%	0,8116%	0,5534%	0,5080%	0,4191%	0,3671%	0,1637%	0,1488%	0,1518%	0,1399%
M01	PCE	4KHz	55Hz	3,56%	1,1847%	0,9256%	0,6609%	0,5852%	0,4935%	0,4373%	0,1813%	0,1668%	0,1682%	0,1656%
M01	PCE	4KHz	55Hz	3,52%	1,0411%	0,8138%	0,5725%	0,5177%	0,4181%	0,3829%	0,1541%	0,1423%	0,1438%	0,1407%
M01	PCE	4KHz	60Hz	0,33%	1,3705%	1,0790%	0,4798%	0,4343%	0,4256%	0,3530%	0,2062%	0,1894%	0,1930%	0,1872%
M01	PCE	4KHz	60Hz	4,39%	1,0093%	0,8030%	0,3440%	0,3150%	0,3075%	0,2627%	0,1568%	0,1429%	0,1406%	0,1350%
M01	PCN	4KHz	40Hz	0,42%	1,5337%	1,2956%	0,5149%	0,7472%	0,4074%	0,3359%	0,2390%	0,2517%	0,3024%	0,2507%
M01	PCN	4KHz	40Hz	3,83%	1,3209%	1,1434%	0,4576%	0,6824%	0,3712%	0,3071%	0,2100%	0,2089%	0,2769%	0,2113%
M01	PCN	4KHz	45Hz	0,37%	1,2868%	1,1279%	0,4383%	0,3906%	0,3579%	0,2906%	0,2067%	0,2053%	0,2160%	0,1950%
M01	PCN	4KHz	45Hz	3,56%	1,0567%	0,9130%	0,3889%	0,3296%	0,3089%	0,2712%	0,1767%	0,1599%	0,1582%	0,1540%
M01	PCN	4KHz	50Hz	0,33%	1,0585%	0,8605%	0,5508%	0,4540%	0,4049%	0,3512%	0,1787%	0,1534%	0,1677%	0,1438%
M01	PCN	4KHz	50Hz	3,13%	0,9475%	0,7304%	0,5556%	0,4564%	0,3785%	0,3289%	0,1459%	0,1328%	0,1369%	0,1264%
M01	PCN	4KHz	55Hz	0,36%	1,1883%	0,9369%	0,6586%	0,5627%	0,4716%	0,4359%	0,1852%	0,1668%	0,1733%	0,1596%
M01	PCN	4KHz	55Hz	3,56%	1,0481%	0,8295%	0,5601%	0,5257%	0,4234%	0,3689%	0,1472%	0,1472%	0,1480%	0,1456%
M01	PCN	4KHz	60Hz	0,33%	1,3430%	1,0621%	0,4754%	0,4475%	0,4194%	0,3570%	0,2054%	0,1828%	0,1830%	0,1754%
M01	PCN	4KHz	60Hz	4,39%	1,0089%	0,7929%	0,3503%	0,3292%	0,3217%	0,2731%	0,1453%	0,1293%	0,1437%	0,1315%
M01	VBD	10KH	40Hz	0,42%	2,6006%	supera fmax.	0,4746%	0,4639%	0,4618%	0,45974%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	40Hz	3,83%	1,8393%	supera fmax.	0,3363%	0,3277%	0,3311%	0,4549%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	45Hz	0,37%	2,5838%	supera fmax.	0,4692%	0,4729%	0,4670%	0,4671%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	45Hz	3,56%	1,7297%	supera fmax.	0,3011%	0,3045%	0,3039%	0,3144%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	50Hz	0,33%	2,5244%	supera fmax.	0,4647%	0,4304%	0,5872%	0,4356%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	50Hz	3,13%	0,9167%	supera fmax.	0,1768%	0,1588%	0,1611%	0,1634%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	55Hz	0,36%	2,4346%	supera fmax.	0,4439%	0,4158%	0,4460%	0,4213%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	55Hz	3,56%	0,9876%	supera fmax.	0,1924%	0,1642%	0,1727%	0,1724%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	60Hz	0,33%	1,8713%	supera fmax.	0,3545%	0,3344%	0,3313%	0,3479%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	60Hz	4,39%	0,9499%	supera fmax.	0,1797%	0,1612%	0,1563%	0,1678%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	40Hz	0,42%	2,2749%	supera fmax.	0,4169%	0,4136%	0,4322%	0,5253%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	40Hz	3,83%	1,9599%	supera fmax.	0,3506%	0,3605%	0,3597%	0,4701%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	45Hz	0,37%	1,8473%	supera fmax.	0,3351%	0,3175%	0,3185%	0,3255%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	45Hz	3,56%	1,6601%	supera fmax.	0,3046%	0,2873%	0,2921%	0,2902%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	50Hz	0,33%	0,9589%	supera fmax.	0,1861%	0,1712%	0,1718%	0,1685%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	50Hz	3,13%	0,8746%	supera fmax.	0,1675%	0,1564%	0,1578%	0,1554%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	55Hz	0,36%	1,1006%	supera fmax.	0,2157%	0,1917%	0,1918%	0,1920%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	55Hz	3,52%	0,9777%	supera fmax.	0,1906%	0,1647%	0,1701%	0,1727%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	60Hz	0,33%	1,3562%	supera fmax.	0,2550%	0,2399%	0,2455%	0,2480%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	60Hz	4,39%	0,9819%	supera fmax.	0,1802%	0,1676%	0,1686%	0,1716%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	Red		50Hz	0,40%	0,0185%	0,0199%	0,0029%	0,0027%	0,0027%	0,0028%	0,0031%	0,0028%	0,0034%	0,0032%
M01	Red		50Hz	4,33%	0,0274%	0,0245%	0,0064%	0,0060%	0,0062%	0,0060%	0,0042%	0,0038%	0,0038%	0,0063%

Anexo I.2 – Tasas y parámetros de TENSIÓN obtenidos a partir de los ensayos.

Carga- MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	*s** desliza.	SgH_1 (V)	H_1 (V)	Vrms_total (V)	F.F.	THD_V_If	THDS_V_If	THF_If	WTHD_If	THDg_V_If	THDS_V_If	THdgs_V_If	TH_Hdgs_V_If	TH_HDg_V_If
M04	Escalar	3KHz	40Hz	0.42%	198,623650	198,623540	238,272250	83,35998%	5,8108%	5,8261%	4,8440%	1,9310%	1,9046%	1,8538%	6,1051%	6,1149%	65,9818%
M04	Escalar	3KHz	40Hz	3.83%	203,004420	203,004320	239,356600	84,8125%	5,1571%	5,1691%	4,3739%	1,7108%	1,7227%	1,6822%	5,4240%	5,4361%	62,2300%
M04	Escalar	3KHz	45Hz	0.37%	219,566510	219,566480	260,723300	87,8717%	5,8764%	5,9100%	5,1520%	1,9473%	1,4449%	1,2895%	6,0413%	6,0511%	54,5500%
M04	Escalar	3KHz	45Hz	3.33%	228,000800	228,000590	257,127790	88,8721%	5,2671%	5,3060%	4,6116%	1,7380%	1,8349%	1,6813%	5,5446%	5,5661%	51,8384%
M04	Escalar	3KHz	50Hz	0.40%	245,397870	245,397830	270,495090	90,7217%	5,9650%	5,9707%	5,4117%	1,9394%	1,2994%	1,1049%	6,1049%	6,1049%	45,9708%
M04	Escalar	3KHz	50Hz	3.13%	248,674510	248,674420	289,906290	91,3926%	5,9564%	5,9609%	5,4437%	1,7981%	1,1545%	1,1274%	6,0598%	6,0672%	44,0068%
M04	Escalar	3KHz	55Hz	0.36%	251,722060	251,722010	273,354970	92,0861%	7,1657%	7,1670%	6,5936%	1,9898%	1,0039%	0,9247%	7,2226%	7,2357%	41,7185%
M04	Escalar	3KHz	55Hz	3.45%	251,948680	251,948620	273,414780	92,1478%	6,6093%	6,6261%	6,0903%	1,7298%	1,2621%	1,1674%	6,7286%	6,7283%	41,6137%
M04	Escalar	3KHz	60Hz	0.39%	253,728960	253,728730	275,444940	92,1160%	6,4068%	6,4291%	5,9017%	1,6323%	0,7500%	0,4952%	6,4448%	6,4498%	41,7543%
M04	Escalar	3KHz	60Hz	4.39%	251,393190	251,392880	272,623400	92,2125%	6,0707%	6,0697%	5,6038%	1,4224%	0,9262%	0,7363%	6,1464%	6,1444%	41,5039%
M04	Escalar	4KHz	40Hz	0.42%	197,822470	197,822420	237,823140	83,1805%	5,7691%	5,7760%	4,7988%	1,9172%	1,4870%	1,4361%	5,9318%	5,9324%	66,4772%
M04	Escalar	4KHz	40Hz	3.83%	204,025750	204,025590	242,161840	84,2517%	5,2086%	5,2186%	4,3884%	1,7270%	1,8687%	1,8356%	5,4973%	5,5336%	63,6980%
M04	Escalar	4KHz	45Hz	0.37%	222,004080	222,004050	251,978470	88,1044%	5,8163%	5,8477%	5,1244%	1,9340%	1,1570%	1,0103%	6,0244%	6,0242%	53,3514%
M04	Escalar	4KHz	45Hz	3.33%	230,854550	230,854210	257,523700	89,6439%	5,3113%	5,3501%	4,7612%	1,7590%	1,9839%	1,8671%	5,6160%	5,6669%	49,1108%
M04	Escalar	4KHz	50Hz	0.40%	246,289650	246,289530	271,620700	90,6741%	6,0490%	6,0541%	5,4849%	2,0031%	1,3480%	1,3210%	6,1974%	6,1966%	46,1324%
M04	Escalar	4KHz	50Hz	3.13%	250,287360	250,287280	274,278150	91,2531%	5,6375%	5,6416%	5,1444%	1,7873%	1,2868%	1,2680%	5,7825%	5,7820%	44,4637%
M04	Escalar	4KHz	55Hz	0.36%	254,214450	254,214430	275,318940	92,3352%	7,2000%	7,2220%	6,6481%	1,9927%	1,0074%	0,8337%	7,2653%	7,2701%	40,9423%
M04	Escalar	4KHz	55Hz	3.39%	253,239010	253,238990	274,095980	92,3906%	6,6485%	6,6779%	6,1426%	1,7391%	1,2473%	1,0773%	6,7590%	6,7644%	40,8570%
M04	Escalar	4KHz	60Hz	0.39%	252,722070	252,722040	273,508620	92,4000%	6,3830%	6,3849%	5,8979%	1,6448%	0,9447%	0,9306%	6,4480%	6,4525%	40,8783%
M04	Escalar	4KHz	60Hz	4.39%	251,709110	251,709030	272,294960	92,4398%	6,0159%	6,0180%	5,5611%	1,4300%	1,0621%	1,0469%	6,0957%	6,1089%	40,8076%
M04	Escalar	5KHz	40Hz	0.42%	196,728820	196,728820	235,048080	83,8971%	5,8100%	5,8219%	4,8628%	1,9301%	1,2480%	1,2453%	6,1546%	6,3147%	65,1395%
M04	Escalar	5KHz	40Hz	3.83%	205,174240	205,174240	240,161000	85,4317%	5,2240%	5,2390%	4,4629%	1,7274%	2,5436%	2,5003%	5,8102%	5,8054%	60,7013%
M04	Escalar	5KHz	45Hz	0.37%	221,977170	221,977020	250,470270	88,5534%	5,8184%	5,8280%	5,1524%	1,9337%	2,0562%	2,0248%	6,1131%	6,1709%	52,0987%
M04	Escalar	5KHz	45Hz	3.33%	228,155230	228,154650	264,470270	89,6687%	5,3076%	5,3221%	4,7588%	1,7587%	2,1998%	2,1510%	5,7452%	5,7407%	49,0806%
M04	Escalar	5KHz	50Hz	0.40%	244,420870	244,420700	288,155200	91,1490%	5,8321%	5,8374%	5,3159%	1,9233%	1,4209%	1,3921%	5,9604%	6,0023%	44,7684%
M04	Escalar	5KHz	50Hz	3.13%	249,915800	249,915710	272,444480	91,7309%	5,8390%	5,8428%	5,3561%	1,8017%	1,3270%	1,3063%	5,9594%	5,9677%	43,0023%
M04	Escalar	5KHz	55Hz	0.36%	251,725320	251,725300	272,104740	92,5104%	7,2203%	7,2346%	6,785%	1,9937%	0,8223%	0,6819%	7,2669%	7,2669%	40,3970%
M04	Escalar	5KHz	55Hz	3.52%	251,820550	251,820520	272,031370	92,5104%	6,6474%	6,6691%	6,1520%	1,7288%	1,1276%	1,1276%	6,7409%	6,7409%	40,3008%
M04	Escalar	5KHz	60Hz	0.39%	256,368890	256,368880	277,278240	92,4591%	6,3202%	6,3225%	5,8436%	1,6624%	1,1222%	1,1077%	6,4144%	6,4188%	40,7003%
M04	Escalar	5KHz	60Hz	4.39%	253,477590	253,477470	273,932960	92,5327%	5,8866%	5,8886%	5,4487%	1,4240%	1,2458%	1,2339%	6,0027%	6,0164%	40,5329%
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	0.42%	181,879430	181,879200	227,732190	79,8654%	4,8807%	4,9034%	3,8980%	1,6206%	1,9834%	1,9290%	5,2605%	5,2720%	75,1707%
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	3.83%	191,932280	191,931970	234,602770	81,8115%	4,6841%	4,7045%	3,8321%	1,5524%	1,8692%	1,8089%	5,0197%	5,0431%	70,1124%
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	0.37%	203,067640	203,067590	240,254330	84,5219%	4,9087%	4,9558%	4,1489%	1,6239%	1,5496%	1,3894%	5,1473%	5,1469%	63,0212%
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	3.56%	215,434840	215,434710	247,987670	86,8732%	4,6944%	4,7446%	4,0782%	1,5508%	1,7943%	1,6523%	5,0072%	5,0255%	56,7914%
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	0.40%	227,024240	227,024180	258,824020	87,7137%	4,9547%	4,9632%	4,3460%	1,6423%	1,4237%	1,3917%	5,1505%	5,1551%	54,5081%
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	3.13%	239,178740	239,178580	266,761120	89,8602%	4,7063%	4,7223%	4,2197%	1,5428%	1,7476%	1,6991%	5,0024%	5,0188%	49,1375%
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	0.36%	244,198520	244,198310	268,428980	90,9735%	5,0764%	5,1060%	4,6182%	1,6106%	1,3465%	1,2169%	5,2134%	5,2516%	45,3393%
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	3.52%	248,733300	248,733170	270,969810	91,7939%	5,7717%	5,7954%	5,2980%	1,5998%	1,3337%	1,2201%	5,9148%	5,9235%	42,8146%
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	0.39%	257,495840	257,495610	280,460130	91,8118%	6,1447%	6,1801%	5,6415%	1,6440%	0,9055%	0,6013%	6,2041%	6,2108%	42,1159%
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	4.39%	257,180140	257,179960	279,489050	92,0179%	5,8314%	5,8525%	5,4580%	1,4313%	0,8826%	0,7252%	5,9835%	5,9969%	42,1209%
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	0.42%	181,294290	181,293990	224,107900	80,8959%	4,8710%	4,9148%	3,9403%	1,6182%	2,0082%	1,9771%	5,1146%	5,2683%	72,6252%
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	3.83%	192,661780	192,661620	232,594880	82,8314%	4,6227%	4,6327%	3,8290%	1,5321%	1,7336%	1,7005%	4,8860%	4,9350%	67,4763%
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	0.37%	201,860590	201,860460	238,483940	84,8432%	4,8210%	4,8362%	4,0807%	1,6025%	1,7181%	1,6701%	5,0584%	5,1178%	62,7023%
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	3.56%	215,112770	215,112360	246,850970	84,7426%	4,5940%	4,6298%	4,0033%	1,5239%	1,7931%	1,6858%	4,9314%	4,9274%	56,0749%
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	0.40%	227,122420	227,122370	257,466730	88,2143%	4,7727%	4,7820%	4,2102%	1,5843%	1,6265%	1,5971%	5,0421%	5,0417%	53,3206%
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	3.13%	239,367030	239,366820	285,268980	90,2355%	4,6414%	4,6512%	4,1882%	1,5219%	1,6124%	1,5717%	4,8768%	4,9134%	47,5660%
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	0.36%	247,145200	247,145100	270,909230	91,2280%	5,0002%	5,0376%	4,5616%	1,5976%	1,3619%	1,2114%	5,1632%	5,1813%	44,5617%
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	3.52%	248,580060	248,580040	289,983170	92,0724%	5,8554%	5,8903%	5,3912%	1,5694%	1,3001%	1,1292%	5,9976%	5,9976%	41,9547%
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	0.39%	252,020700	252,020670	273,347300	92,1980%	6,0713%	6,0736%	5,5976%	1,6080%	0,9813%	0,9654%	6,1501%	6,1501%	41,5480%
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	4.39%	252,421300	252,421210	273,108880	92,4251%	5,9689%	5,9894%	5,5149%	1,4289%	1,0905%	1,0725%	6,0511%	6,0651%	40,8597%
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	0.42%	181,652400	181,652120	225,401700	80,5904%	4,8886%	4,9893%	3,9377%	1,6195%	2,3843%	2,3689%	5,2957%	5,4229%	73,3183%
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	3.83%	194,020390	194,020050	234,605920	82,7004%	4,6514%	4,6713%	3,8468%	1,5379%	2,5459%	2,5017%	5,2822%	5,3025%	67,7814%
M04	Vectorial	5KHz	45Hz	0.37%	201,664110	201,663620	237,418980	84,9400%	4,8171%	4,8292%	4,0917%	1,5992%	2,3742%	2,3385%	5,1270%	5,3704%	61,9003%

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_1 (V)	H_1 (V)	Vrms_total (V)	F.F.	THD_V_If	THDS_V_If	THF_If	WTHD_If	THDg_V_If	THDS_V_If	THDg_V_If	TH_V_If	TH_HDg_V_If	TH_HDS_V_If	TH_IHDg_V_Hf
M01	Escalator	3KHz	50Hz	0.33%	245,802900	245,802820	271,1277160	90,6095%	6,3430%	5,7414%	2,0837%	1,2886%	1,2629%	6,4646%	6,4681%	6,4676%	46,2475%		
M01	Escalator	3KHz	50Hz	3.13%	245,232340	245,232300	289,693700	90,9266%	5,8422%	5,3067%	1,8647%	1,1778%	1,1466%	5,9537%	5,9539%	5,9537%	45,3961%		
M01	Escalator	3KHz	55Hz	0.36%	252,716350	252,716260	274,576660	92,0385%	7,2103%	7,2209%	2,0486%	1,0200%	0,9376%	7,2684%	7,2821%	7,2816%	41,8567%		
M01	Escalator	3KHz	55Hz	3.45%	253,028520	253,028440	278,128170	92,1014%	6,5700%	6,5904%	1,6511%	1,1687%	1,2819%	6,6769%	6,6933%	6,6933%	41,7619%		
M01	Escalator	3KHz	60Hz	0.33%	255,953480	255,953320	278,199050	92,0037%	6,4105%	6,3833%	1,6812%	0,8281%	0,5710%	6,4306%	6,4371%	6,4361%	42,0956%		
M01	Escalator	3KHz	60Hz	4.39%	252,873140	252,873010	274,514880	92,1163%	5,9789%	5,4744%	1,4339%	0,9601%	0,6889%	6,0193%	6,0185%	6,0185%	41,8174%		
M01	Escalator	4KHz	40Hz	0.42%	199,217730	199,217690	236,851280	84,1109%	6,1576%	6,1644%	1,5911%	1,5685%	1,5685%	6,3613%	6,3609%	6,3609%	63,9893%		
M01	Escalator	4KHz	40Hz	3.83%	201,396460	201,396310	237,172170	84,9157%	5,3453%	5,3533%	4,5390%	1,7750%	1,7549%	5,6260%	5,6246%	5,6246%	61,9632%		
M01	Escalator	4KHz	45Hz	0.37%	222,166620	222,166590	253,067600	87,7894%	6,1231%	6,1544%	2,0373%	1,5773%	1,4484%	6,3072%	6,3228%	6,3228%	54,1785%		
M01	Escalator	4KHz	45Hz	3.41%	224,359250	224,359190	254,011090	88,3265%	5,2521%	5,2901%	4,6390%	1,7465%	1,7826%	5,5461%	5,5461%	5,5461%	52,7943%		
M01	Escalator	4KHz	50Hz	0.33%	243,364830	243,364730	267,860160	90,8585%	6,2798%	6,2855%	5,7057%	2,0702%	1,2881%	1,2587%	6,3944%	6,4105%	6,4099%	45,5531%	
M01	Escalator	4KHz	50Hz	3.13%	247,136720	247,136650	270,237610	91,4516%	5,8630%	5,8698%	5,3618%	1,2140%	1,1780%	5,9873%	5,9868%	5,9873%	43,8383%		
M01	Escalator	4KHz	55Hz	0.36%	254,337450	254,337410	275,758630	92,2319%	7,2141%	7,2381%	2,0602%	1,0412%	0,8559%	7,2834%	7,2888%	7,2888%	41,2588%		
M01	Escalator	4KHz	55Hz	3.45%	253,736670	253,736630	274,748160	92,3524%	6,6131%	6,6471%	1,7627%	1,2940%	1,1043%	6,7385%	6,7385%	6,7385%	40,9797%		
M01	Escalator	4KHz	60Hz	0.33%	253,271250	253,271180	274,261980	92,3465%	6,3389%	6,3433%	5,8537%	1,6775%	0,9796%	6,4095%	6,4141%	6,4137%	41,0502%		
M01	Escalator	4KHz	60Hz	4.39%	249,869510	249,869450	270,287070	92,4459%	6,0133%	6,0233%	5,5591%	1,4416%	1,0627%	6,1065%	6,1061%	6,1061%	40,7890%		
M01	Escalator	5KHz	40Hz	0.42%	197,951500	197,950950	234,710320	84,3384%	6,1781%	6,1882%	5,2105%	2,0537%	2,4635%	6,6511%	6,6469%	6,6469%	63,4763%		
M01	Escalator	5KHz	40Hz	3.83%	201,297620	201,297120	236,915450	84,9656%	5,2902%	5,3011%	4,4949%	1,7550%	2,3885%	5,8044%	5,8001%	5,8001%	61,9487%		
M01	Escalator	5KHz	45Hz	0.37%	221,385790	221,385690	251,367530	88,0725%	6,1602%	6,1714%	5,4254%	2,0489%	2,0541%	6,4646%	6,4935%	6,4927%	53,3846%		
M01	Escalator	5KHz	45Hz	3.41%	222,807730	222,807550	251,990340	88,4191%	5,3015%	5,3153%	4,6876%	1,7610%	2,1797%	5,7320%	5,7305%	5,7305%	52,5204%		
M01	Escalator	5KHz	50Hz	0.33%	244,062520	244,062410	266,575100	91,5548%	6,2638%	6,2855%	5,7348%	2,0120%	1,1986%	6,3772%	6,3765%	6,3765%	43,4833%		
M01	Escalator	5KHz	50Hz	3.13%	245,545240	245,545180	267,501580	91,7920%	6,2286%	6,2325%	5,7173%	1,8844%	1,0013%	6,2949%	6,3084%	6,3080%	42,7690%		
M01	Escalator	5KHz	55Hz	0.36%	251,500580	251,500540	271,906810	92,4953%	7,2672%	7,2833%	6,7218%	2,0417%	0,8469%	7,3163%	7,3095%	7,3161%	40,4353%		
M01	Escalator	5KHz	55Hz	3.45%	251,608250	251,608210	271,868980	92,5486%	6,6425%	6,6706%	6,1476%	1,7542%	1,2055%	1,0373%	6,7404%	6,7510%	6,7508%	40,3672%	
M01	Escalator	6KHz	60Hz	0.33%	256,157890	256,157870	276,899120	92,5095%	6,3685%	6,3730%	5,8915%	1,6975%	1,1205%	6,4626%	6,4663%	6,4662%	40,4769%		
M01	Escalator	6KHz	60Hz	4.39%	251,277420	251,277390	271,506680	92,5493%	5,9197%	5,9295%	5,4787%	1,4360%	1,2263%	6,0454%	6,0453%	6,0453%	40,4769%		
M01	Vectorial	3KHz	40Hz	0.42%	189,544760	189,543990	233,040990	81,3350%	5,6428%	5,6560%	4,5895%	1,8772%	1,5763%	5,8521%	5,8587%	5,8581%	71,2909%		
M01	Vectorial	3KHz	40Hz	3.83%	200,041700	200,041710	240,054390	83,3318%	5,2264%	5,2669%	4,5520%	1,7355%	1,9451%	5,5765%	5,5759%	5,5759%	66,1027%		
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	0.37%	211,390910	211,390830	247,372920	85,4543%	5,6972%	5,7492%	4,8685%	1,8822%	1,7098%	5,9479%	5,9479%	5,9479%	60,4893%		
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	3.41%	222,397400	222,397330	254,971440	87,2860%	5,3062%	5,3479%	4,6316%	1,7570%	1,6448%	5,5550%	5,5544%	5,5544%	56,6287%		
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	0.33%	235,413530	235,413420	263,643830	89,4956%	5,5425%	5,5657%	4,9605%	1,8347%	1,6384%	5,7927%	5,7927%	5,7919%	45,6158%		
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	3.13%	244,951600	244,951550	269,647160	90,8415%	5,3025%	5,3105%	4,8189%	1,7164%	1,2347%	5,4443%	5,4439%	5,4439%	45,7061%		
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	0.36%	250,272400	250,272200	273,830130	91,3969%	6,0054%	6,0299%	5,4887%	1,8473%	1,3018%	6,1443%	6,1430%	6,1430%	43,9749%		
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	3.39%	253,083540	253,083430	275,302900	91,9291%	6,2633%	6,2865%	5,7578%	1,7046%	1,2854%	6,3937%	6,3931%	6,3931%	42,3358%		
M01	Vectorial	3KHz	60Hz	0.33%	254,724910	254,724730	276,622200	92,0840%	6,3952%	6,4195%	5,8899%	1,6976%	0,7552%	6,4337%	6,4393%	6,4393%	41,8539%		
M01	Vectorial	3KHz	60Hz	4.39%	253,075990	253,075800	274,577360	92,1692%	6,0877%	6,1189%	5,6110%	1,4748%	0,8905%	6,1520%	6,1508%	6,1508%	71,5929%		
M01	Vectorial	4KHz	40Hz	0.42%	188,905690	188,905410	232,447250	81,2681%	5,5532%	5,5610%	4,5129%	1,8475%	1,9658%	5,8907%	5,8882%	5,8882%	41,6360%		
M01	Vectorial	4KHz	40Hz	3.83%	199,299170	199,299130	239,375980	83,2578%	5,1889%	5,1962%	4,3202%	1,7225%	1,6209%	5,4358%	5,4358%	5,4358%	66,3163%		
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	0.37%	211,652720	211,652500	246,025760	86,0286%	5,6718%	5,6812%	4,8793%	1,8879%	1,5633%	5,7971%	5,8313%	5,8313%	58,9885%		
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	3.41%	222,968170	222,968120	253,541100	87,8233%	5,3437%	5,3497%	4,6616%	1,7652%	1,6900%	5,5704%	5,5700%	5,5700%	54,1692%		
M01	Vectorial	4KHz	50Hz	0.33%	236,365780	236,365630	264,484490	89,3684%	5,8005%	5,8108%	5,1833%	1,9287%	1,6831%	6,0410%	6,0400%	6,0400%	49,9743%		
M01	Vectorial	4KHz	50Hz	3.13%	243,902940	243,902880	268,092820	90,9770%	5,2638%	5,2692%	4,7887%	1,7014%	1,3013%	5,4220%	5,4215%	5,4215%	45,3344%		
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	0.36%	250,719580	250,719520	273,422640	91,6967%	6,0660%	6,0997%	5,5623%	1,8578%	1,2666%	6,1967%	6,1963%	6,1963%	43,0856%		
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	3.45%	254,784560	254,784420	276,444430	92,1648%	6,2729%	6,3094%	5,7814%	1,7073%	1,3165%	6,4095%	6,4093%	6,4093%	41,6106%		
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	0.33%	251,984960	251,984940	272,882520	92,3419%	6,3747%	6,3789%	5,8865%	1,6923%	0,9678%	6,4888%	6,4820%	6,4819%	41,0583%		
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	4.39%	251,613880	251,613820	272,275170	92,4116%	5,9551%	5,9668%	5,5032%	1,4475%	1,0921%	6,0544%	6,0540%	6,0540%	40,9033%		
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	0.42%	189,201160	189,201120	230,831070	81,3652%	5,6376%	5,6516%	4,6208%	1,8740%	2,2664%	2,3000%	6,0707%	6,0757%	6,0757%	69,6268%	
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	3.83%	200,264180	200,263700	237,818900	84,2085%	5,2291%	5,2410%	4,4034%	1,7346%	2,5265%	5,8074%	5,8033%	5,8033%	63,8784%		
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	0.37%	211,297740	211,297500	244,790050	86,3179%	5,6346%	5,6460%	4,6637%	1,8740%	2,0391%	5,9922%	5,9903%	5,9903%	58,1870%		
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	3.41%	223,063640	223,063510	252,919040	88,1956%	5,2577%	5,2716%	4,6370%	1,4711%	2,1823%	5,6824%	5,6814%	5,6814%	53,1402%		
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	0.33%	235,062280	235,061880	261,754860	89,8023%	5,5792%	5,5909%	5,0103%	1,8496%	1,8960%	5,9047%	5,9078%	5,9078%	49,7965%		
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	3.13%	245,835710	245,835610	269,932850	91,0729%	5,5960%	5,6020%	5,0964%	1,8276%	1,3521%	5,7265%	5,7265%	5,7265%	45,0186%		
M01	Vectorial	5KHz	55Hz	0.36%	251,307330	251,307240	273,630460	91,8418%	6,0384%	6,0486%	5,5458%	1,8614%	1,0992%	6,1375%	6,1369%	6,1369%	42,6359%		

Carga- MOTOR	Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_1	H_1 (V)	Vrms_total (V)	F.F.	THD_V_If	THDS_V_If	THF_If	WTHD_If	TIHDg_V_If	TIHDS_V_If	THDg_V_If	TH_V_If	THDg_V_If	TH_V_If	THDg_V_If	TH_V_If	THDg_V_If	TH_V_If	
M01	Vectorial	5KHz	58Hz	3.52%	254,300790	254,300740	275,401990	92,3380%	6,2649%	6,2871%	5,7849%	1,7005%	1,1395%	1,0071%	6,3606%	6,3676%	6,3676%	6,3676%	6,3676%	6,3676%	6,3676%	6,3676%	6,3676%
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	0.33%	254,520760	254,520730	275,366970	92,4297%	6,3008%	6,3054%	5,8238%	1,6978%	1,1390%	1,1122%	6,3985%	6,4029%	6,4029%	6,4029%	6,4029%	6,4029%	6,4029%	6,4029%	6,4029%
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	4.39%	253,519330	253,519290	274,015360	92,2801%	5,9008%	5,9125%	5,4592%	1,4444%	1,2030%	1,1416%	6,0190%	6,0219%	6,0219%	6,0219%	6,0219%	6,0219%	6,0219%	6,0219%	6,0219%
M01	PCE	4KHz	40Hz	0.42%	193,153970	193,153590	234,749630	82,2807%	5,8401%	6,0634%	4,8053%	1,9111%	1,1111%	3,0382%	2,5675%	6,5601%	6,5789%	6,5789%	6,5789%	6,5789%	6,5789%	6,5789%	6,5789%
M01	PCE	4KHz	40Hz	3.83%	192,067790	192,067490	234,829840	81,7900%	4,7597%	5,0308%	3,8929%	1,5383%	3,1345%	2,6616%	5,6732%	5,6849%	5,6849%	5,6849%	5,6849%	5,6849%	5,6849%	5,6849%	5,6849%
M01	PCE	4KHz	45Hz	0.37%	214,881640	214,881380	247,494240	86,8228%	5,8929%	6,1468%	5,1164%	1,9234%	3,4854%	3,0027%	6,8256%	6,8433%	6,8433%	6,8433%	6,8433%	6,8433%	6,8433%	6,8433%	6,8433%
M01	PCE	4KHz	45Hz	3.56%	215,945360	215,945030	247,922380	87,1019%	4,9505%	5,2651%	4,3120%	1,5981%	3,5830%	3,0890%	6,0877%	6,1073%	6,1073%	6,1073%	6,1073%	6,1073%	6,1073%	6,1073%	6,1073%
M01	PCE	4KHz	50Hz	0.33%	239,361010	239,360710	263,120170	90,9701%	6,1313%	6,4048%	5,5776%	1,9414%	3,9871%	3,4932%	7,2768%	7,2977%	7,2977%	7,2977%	7,2977%	7,2977%	7,2977%	7,2977%	7,2977%
M01	PCE	4KHz	50Hz	3.13%	239,633640	239,633260	262,912230	91,1457%	5,5147%	5,8031%	5,0264%	1,6890%	3,8700%	3,4090%	6,7091%	6,7331%	6,7331%	6,7331%	6,7331%	6,7331%	6,7331%	6,7331%	6,7331%
M01	PCE	4KHz	55Hz	0.36%	248,878990	248,878520	272,913780	91,3787%	5,6770%	5,9753%	5,1876%	1,7822%	4,1671%	3,7140%	7,0385%	7,0588%	7,0588%	7,0588%	7,0588%	7,0588%	7,0588%	7,0588%	7,0588%
M01	PCE	4KHz	55Hz	3.52%	244,114120	244,114120	266,992910	91,4308%	4,8870%	5,2636%	4,4682%	1,3987%	4,2197%	3,7635%	6,4236%	6,4488%	6,4488%	6,4488%	6,4488%	6,4488%	6,4488%	6,4488%	6,4488%
M01	PCE	4KHz	60Hz	0.33%	248,938930	248,938490	272,594300	91,3202%	4,5706%	4,9460%	4,1739%	1,3228%	4,5331%	4,1041%	6,3850%	6,4301%	6,4301%	6,4301%	6,4301%	6,4301%	6,4301%	6,4301%	6,4301%
M01	PCE	4KHz	60Hz	4.39%	244,248950	244,248630	267,271730	91,3848%	4,0128%	4,4601%	3,6671%	1,0469%	4,6372%	4,1734%	6,0773%	6,1253%	6,1253%	6,1253%	6,1253%	6,1253%	6,1253%	6,1253%	6,1253%
M01	PCN	4KHz	40Hz	0.42%	194,229850	194,229620	233,948040	83,0225%	6,1299%	6,3300%	5,0822%	2,0067%	3,0483%	2,5895%	6,8244%	6,8421%	6,8421%	6,8421%	6,8421%	6,8421%	6,8421%	6,8421%	6,8421%
M01	PCN	4KHz	40Hz	3.83%	203,451140	203,450760	239,853910	84,8228%	5,5520%	5,8014%	4,7084%	1,8058%	3,2836%	2,8015%	6,4246%	6,4428%	6,4428%	6,4428%	6,4428%	6,4428%	6,4428%	6,4428%	6,4428%
M01	PCN	4KHz	45Hz	0.37%	221,257400	221,257080	253,149310	87,4018%	6,0891%	6,3268%	5,3220%	1,9887%	3,4237%	2,9473%	6,9621%	6,9821%	6,9821%	6,9821%	6,9821%	6,9821%	6,9821%	6,9821%	6,9821%
M01	PCN	4KHz	45Hz	3.56%	230,022740	230,022280	257,338350	89,3852%	5,8235%	6,1279%	5,2053%	1,8568%	3,8334%	3,3110%	6,9418%	6,9687%	6,9687%	6,9687%	6,9687%	6,9687%	6,9687%	6,9687%	6,9687%
M01	PCN	4KHz	50Hz	0.33%	247,438740	247,438400	273,714800	90,4001%	6,2067%	6,4850%	5,6109%	1,9989%	3,9711%	3,4847%	7,3405%	7,3642%	7,3642%	7,3642%	7,3642%	7,3642%	7,3642%	7,3642%	7,3642%
M01	PCN	4KHz	50Hz	3.13%	247,613140	247,613140	271,108060	91,3336%	6,1180%	6,3660%	5,5878%	1,8597%	3,8374%	3,3984%	7,1971%	7,2184%	7,2184%	7,2184%	7,2184%	7,2184%	7,2184%	7,2184%	7,2184%
M01	PCN	4KHz	55Hz	0.36%	249,931420	249,931050	273,440190	91,4025%	5,7204%	6,0224%	5,2246%	1,7366%	4,1678%	3,7065%	7,0502%	7,0741%	7,0741%	7,0741%	7,0741%	7,0741%	7,0741%	7,0741%	7,0741%
M01	PCN	4KHz	55Hz	3.58%	245,920760	245,920390	268,910040	91,4508%	4,9553%	5,2972%	4,5317%	1,4235%	4,2168%	3,7670%	6,4752%	6,5030%	6,5030%	6,5030%	6,5030%	6,5030%	6,5030%	6,5030%	6,5030%
M01	PCN	4KHz	60Hz	0.33%	254,751490	254,751140	278,554930	91,4545%	4,9504%	5,3071%	4,5274%	1,4414%	4,5186%	4,0806%	6,6577%	6,6969%	6,6969%	6,6969%	6,6969%	6,6969%	6,6969%	6,6969%	6,6969%
M01	PCN	4KHz	60Hz	4.39%	248,533330	248,532920	271,578220	91,5143%	4,2666%	4,6940%	3,9045%	1,1198%	4,6324%	4,1860%	6,2446%	6,2925%	6,2925%	6,2925%	6,2925%	6,2925%	6,2925%	6,2925%	6,2925%
M01	VBD	10KH	40Hz	0.42%	147,417350	147,416500	195,759150	75,3050%	3,2046%	3,7556%	2,4127%	0,9044%	3,7478%	3,1528%	4,9066%	4,9183%	4,9183%	4,9183%	4,9183%	4,9183%	4,9183%	4,9183%	4,9183%
M01	VBD	10KH	40Hz	3.83%	169,514880	169,513900	211,933590	79,9444%	3,6130%	3,9885%	2,8988%	1,0902%	3,3061%	2,7967%	4,8164%	4,8862%	4,8862%	4,8862%	4,8862%	4,8862%	4,8862%	4,8862%	4,8862%
M01	VBD	10KH	45Hz	0.37%	165,308570	165,307660	208,089000	79,4408%	3,1864%	3,7667%	2,5313%	0,9014%	4,2845%	3,7298%	5,2105%	5,3139%	5,3139%	5,3139%	5,3139%	5,3139%	5,3139%	5,3139%	5,3139%
M01	VBD	10KH	45Hz	3.56%	201,152760	201,150530	233,682230	86,0787%	4,4015%	4,8343%	3,7888%	1,3189%	4,3829%	3,8345%	6,0746%	6,1918%	6,1918%	6,1918%	6,1918%	6,1918%	6,1918%	6,1918%	6,1918%
M01	VBD	10KH	50Hz	0.33%	185,074610	185,073290	224,042680	82,8063%	3,3714%	4,1471%	2,7850%	0,9030%	5,6294%	5,0416%	6,4218%	6,5415%	6,5415%	6,5415%	6,5415%	6,5415%	6,5415%	6,5415%	6,5415%
M01	VBD	10KH	50Hz	3.13%	247,094490	247,093910	269,042800	91,8419%	6,1359%	6,6765%	5,6354%	1,7956%	6,1406%	5,4908%	8,5415%	8,6473%	8,6473%	8,6473%	8,6473%	8,6473%	8,6473%	8,6473%	8,6473%
M01	VBD	10KH	55Hz	0.36%	209,238340	209,236660	241,408270	86,6734%	3,7431%	4,5917%	3,2443%	0,9999%	6,6870%	6,1028%	7,5547%	7,6503%	7,6503%	7,6503%	7,6503%	7,6503%	7,6503%	7,6503%	7,6503%
M01	VBD	10KH	55Hz	3.58%	246,466210	246,464870	267,597400	92,1029%	5,4562%	6,2195%	5,0253%	1,4386%	7,8610%	7,2560%	9,4888%	9,5858%	9,5858%	9,5858%	9,5858%	9,5858%	9,5858%	9,5858%	9,5858%
M01	VBD	10KH	60Hz	0.33%	234,535680	234,534580	259,283750	90,4548%	4,1175%	5,1376%	3,7244%	1,0783%	7,9859%	7,3538%	8,9310%	8,9767%	8,9767%	8,9767%	8,9767%	8,9767%	8,9767%	8,9767%	8,9767%
M01	VBD	10KH	60Hz	4.39%	246,340180	246,339720	267,255710	92,1738%	4,9026%	5,7643%	4,5191%	1,1039%	8,0888%	7,4900%	9,4199%	9,4535%	9,4535%	9,4535%	9,4535%	9,4535%	9,4535%	9,4535%	9,4535%
M01	VBN	10KH	40Hz	0.42%	160,659460	160,658760	206,121710	77,9436%	3,7856%	4,1691%	2,9506%	1,1453%	3,3921%	2,8698%	5,0158%	5,0725%	5,0725%	5,0725%	5,0725%	5,0725%	5,0725%	5,0725%	5,0725%
M01	VBN	10KH	40Hz	3.83%	161,577370	161,576290	205,909140	78,4697%	3,2558%	3,6811%	2,5548%	0,9453%	3,3800%	2,8692%	4,6102%	4,6829%	4,6829%	4,6829%	4,6829%	4,6829%	4,6829%	4,6829%	4,6829%
M01	VBN	10KH	45Hz	0.37%	200,322020	200,320740	232,991200	85,9778%	5,2006%	5,5644%	4,4713%	1,6211%	4,2577%	3,7160%	6,1600%	6,2028%	6,2028%	6,2028%	6,2028%	6,2028%	6,2028%	6,2028%	6,2028%
M01	VBN	10KH	45Hz	3.56%	204,527320	204,526170	235,911910	86,9960%	4,6060%	5,0114%	3,9952%	1,3895%	4,4076%	3,8797%	6,2412%	6,3493%	6,3493%	6,3493%	6,3493%	6,3493%	6,3493%	6,3493%	6,3493%
M01	VBN	10KH	50Hz	0.33%	245,043870	245,043390	267,541310	91,5909%	6,6726%	7,1369%	6,1115%	2,0561%	6,1376%	5,5424%	8,9297%	9,0389%	9,0389%	9,0389%	9,0389%	9,0389%	9,0389%	9,0389%	9,0389%
M01	VBN	10KH	50Hz	3.13%	248,783950	248,783610	270,434430	91,9941%	6,2594%	6,8029%	5,7583%	1,8288%	6,2252%	5,5688%	8,6866%	8,7915%	8,7915%	8,7915%	8,7915%	8,7915%	8,7915%	8,7915%	8,7915%
M01	VBN	10KH	55Hz	0.36%	251,651510	251,651200	273,087520	92,1504%	6,2915%	6,9489%	5,7976%	1,7765%	7,5296%	6,8992%	9,7322%	9,7937%	9,7937%	9,7937%	9,7937%	9,7937%	9,7937%	9,7937%	9,7937%
M01	VBN	10KH	55Hz	3.52%	247,144750	247,144350	268,191400	92,1522%	5,6242%	6,4026%	5,1828%	1,4731%	7,8068%	7,1599%	9,5388%	9,6070%	9,6070%	9,6070%	9,6070%	9,6070%	9,6070%	9,6070%	9,6070%
M01	VBN	10KH	60Hz	0.33%	245,101360	245,101020	266,262660	92,0523%	5,0240%	5,9082%	4,6247%	1,2753%	7,9874%	7,3579%	9,4001%	9,4383%	9,4383%	9,4383%	9,4383%	9,4383%	9,4383%	9,4383%	9,4383%
M01	VBN	10KH	60Hz	4.39%	242,874530	242,874230	263,557260	92,1524%	4,7259%	5,6146%	4,3550%	1,0676%	8,1086%	7,5128%	9,3807%	9,3793%	9,3793%	9,3793%	9,3793%	9,3793%	9,3793%	9,3793%	9,3793%
M01	Red		50Hz	0.40%	239,005160	239,005140	239,444260	99,8166%	6,0614%	6,0635%	6,0502%	1,9417%	0,1886%	0,0839%	6,0640%	6,0643%	6,0643%	6,0643%	6,0643%	6,0643%	6,0643%	6,0643%	6,0643%
M01	Red		50Hz	4.33%	237,909610	237,909590	238,198690	99,8786%	4,9182%	4,9222%	4,9122%	1,5309%	0,3539%	0,2887%	4,9304%	4,9309%	4,9309%	4,9309%	4,9309%	4,9309%	4,9309%	4,9309%	4,9309%
sin motor	Red				238,570490	238,570470	238,594270	99,9900%	1,409														

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	"s" desliza.	TH_IHDS_V_Hf	THIDg_V_IHf	TNHDF	TH_IHDS_V_IHf	TH_IHDS_V_IHf	TDC	PHBBDg_5_7_11	PHBBDs_5_7_11	PHBBDs_2_4_6	SglH_0_norm	PHBBD_1
M04	Escal	3KHz	40Hz	0.42%	65.9818%	66.0093%	55.0242%	66.0078%	66.2645%	66.2644%	55.2370%	0.4421%	0.2444%	0.1961%	0.1334%
M04	Escal	3KHz	40Hz	3.83%	62.2300%	62.2539%	52.7988%	62.2527%	62.4671%	62.4670%	52.9796%	0.5271%	0.2486%	0.2090%	0.1252%
M04	Escal	3KHz	45Hz	0.37%	54.5300%	54.5491%	47.8239%	54.5454%	54.8647%	54.8647%	48.1006%	0.8452%	0.2747%	0.1992%	0.1534%
M04	Escal	3KHz	45Hz	3.33%	51.8383%	51.8708%	45.9949%	51.8656%	52.1365%	52.1365%	46.2305%	0.5796%	0.2954%	0.2752%	0.2176%
M04	Escal	3KHz	50Hz	0.40%	45.9708%	45.9892%	41.7167%	45.9884%	46.3744%	46.3744%	42.0662%	1.1155%	1.0888%	0.1477%	0.1158%
M04	Escal	3KHz	50Hz	3.13%	44.0066%	44.0217%	40.2213%	44.0210%	44.4229%	44.4228%	40.5880%	2.8641%	2.8571%	0.1821%	0.2343%
M04	Escal	3KHz	55Hz	0.36%	41.7185%	41.7306%	38.4266%	41.7287%	42.3413%	42.3413%	38.9890%	4.7951%	4.7854%	0.2422%	0.2466%
M04	Escal	3KHz	55Hz	3.45%	41.6137%	41.6328%	38.3625%	41.6301%	42.1542%	42.1541%	38.8430%	4.9641%	4.9570%	0.2379%	0.2658%
M04	Escal	3KHz	60Hz	0.39%	41.7543%	41.7610%	38.4684%	41.7572%	42.2495%	42.2493%	38.9185%	4.7945%	4.7936%	0.1643%	0.1450%
M04	Escal	3KHz	60Hz	4.39%	41.5039%	41.5143%	38.2812%	41.5104%	41.9566%	41.9562%	38.6922%	5.0345%	5.0323%	0.3409%	0.1687%
M04	Escal	4KHz	40Hz	0.42%	66.4772%	66.4934%	55.2900%	66.4927%	67.7432%	66.7431%	55.5068%	1.0731%	0.3233%	0.1825%	0.2604%
M04	Escal	4KHz	40Hz	3.83%	63.6979%	63.7254%	53.6878%	63.7244%	63.9379%	63.9377%	53.8669%	1.3339%	0.4191%	0.1881%	0.4156%
M04	Escal	4KHz	45Hz	0.37%	53.3514%	53.3745%	47.0251%	53.36905%	53.6905%	53.6905%	47.3035%	1.1237%	0.3369%	0.1021%	0.1055%
M04	Escal	4KHz	45Hz	3.33%	49.1107%	49.1508%	44.0603%	49.1462%	49.4369%	49.4366%	44.3168%	0.8359%	0.4038%	0.1623%	0.4953%
M04	Escal	4KHz	50Hz	0.40%	46.1324%	46.1521%	41.8106%	46.1513%	46.5488%	46.5487%	42.1689%	0.8800%	0.4912%	0.1175%	0.4696%
M04	Escal	4KHz	50Hz	3.13%	44.4637%	44.4823%	40.5760%	44.4817%	44.8381%	44.8380%	40.9008%	1.9500%	1.9032%	0.1414%	0.3344%
M04	Escal	4KHz	55Hz	0.36%	40.9423%	40.9547%	37.8155%	40.9508%	41.5827%	41.5827%	38.3955%	4.8415%	4.8390%	0.1695%	0.2480%
M04	Escal	4KHz	55Hz	3.39%	40.8570%	40.870%	37.6558%	40.8712%	41.4132%	41.4132%	38.2619%	4.9873%	4.9852%	0.2531%	0.2489%
M04	Escal	4KHz	60Hz	0.39%	40.8783%	40.8892%	37.7816%	40.8889%	41.3844%	41.3844%	38.2392%	4.9018%	4.8923%	0.2174%	0.1875%
M04	Escal	4KHz	60Hz	4.39%	40.8076%	40.8214%	37.7553%	40.8210%	41.2623%	41.2623%	38.1428%	5.0502%	5.0407%	0.8334%	0.1068%
M04	Escal	5KHz	40Hz	0.42%	65.1393%	65.1868%	54.5083%	65.1852%	68.4452%	66.4447%	54.7248%	1.2238%	0.3715%	0.1211%	0.8830%
M04	Escal	5KHz	40Hz	3.83%	60.7011%	60.7549%	51.7832%	60.7526%	60.9711%	60.9710%	51.9752%	0.9681%	0.5089%	0.2221%	1.3251%
M04	Escal	5KHz	45Hz	0.37%	52.0886%	52.1392%	46.1708%	52.1380%	52.4629%	52.4627%	46.4574%	1.3260%	0.4267%	0.0995%	0.5310%
M04	Escal	5KHz	45Hz	3.33%	49.0605%	49.1099%	44.0304%	49.1076%	49.3958%	49.3952%	44.2868%	0.9260%	0.4267%	0.1662%	0.7404%
M04	Escal	5KHz	50Hz	0.40%	44.7684%	44.7909%	40.7873%	44.7900%	45.1690%	45.1690%	41.3233%	1.0380%	0.8000%	0.0850%	0.6304%
M04	Escal	5KHz	50Hz	3.13%	43.0023%	43.0226%	39.4558%	43.0221%	43.4172%	43.4171%	39.8177%	2.5624%	2.5222%	0.1715%	0.3831%
M04	Escal	5KHz	55Hz	0.36%	40.3970%	40.4054%	37.3192%	40.4028%	41.0454%	41.0454%	37.9713%	4.8697%	4.8675%	0.1845%	0.2526%
M04	Escal	5KHz	55Hz	3.52%	40.3008%	40.3166%	37.3212%	40.3126%	40.8606%	40.8606%	37.8248%	5.0195%	5.0178%	0.1652%	0.2412%
M04	Escal	5KHz	60Hz	0.39%	40.7003%	40.715%	37.6454%	40.7153%	41.2033%	41.2033%	38.0862%	4.8490%	4.8476%	0.2520%	0.2268%
M04	Escal	5KHz	60Hz	4.39%	40.5329%	40.5520%	37.5238%	40.5516%	40.9770%	40.9770%	37.9711%	4.8164%	4.8143%	0.7795%	0.3703%
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	0.42%	75.1706%	75.1972%	60.0527%	75.1954%	75.3554%	75.3551%	60.1791%	0.4694%	0.2649%	0.2100%	0.1909%
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	3.83%	70.1123%	70.1373%	60.5277%	70.1366%	70.2985%	70.2982%	57.5055%	0.5605%	0.3187%	0.2548%	0.2804%
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	0.37%	63.0212%	63.0403%	53.2807%	63.0365%	63.2311%	63.2310%	53.4420%	0.6310%	0.2791%	0.1734%	0.0908%
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	3.56%	56.7914%	56.8197%	49.3601%	56.8154%	57.0133%	57.0132%	49.5283%	0.5430%	0.2669%	0.2172%	0.1556%
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	0.40%	54.5081%	54.5267%	47.8269%	54.5258%	54.7513%	54.7512%	48.0240%	0.4002%	0.3607%	0.1567%	0.1172%
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	3.13%	49.1374%	49.1685%	44.0822%	49.1668%	49.3932%	49.3931%	44.2837%	0.7255%	0.6853%	0.2068%	0.2634%
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	0.36%	45.3392%	45.3593%	41.2612%	45.3566%	45.6424%	45.6422%	41.5189%	1.7181%	1.6987%	0.3425%	0.3042%
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	3.52%	42.8146%	42.8354%	39.3167%	42.8320%	43.2224%	43.2223%	39.6721%	4.0391%	4.0335%	0.2798%	0.2161%
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	0.39%	42.7159%	42.7304%	39.2270%	42.7201%	43.1651%	43.1649%	39.6306%	4.0105%	4.0076%	0.3337%	0.2339%
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	4.39%	42.1209%	42.1304%	38.7675%	42.1271%	42.5489%	42.5477%	39.1498%	4.6192%	4.6164%	0.9075%	0.3546%
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	0.42%	72.6251%	72.6530%	58.6544%	72.6520%	72.8161%	72.8157%	58.7866%	0.9988%	0.3348%	0.1465%	0.8422%
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	3.83%	67.4762%	67.4985%	55.954%	67.4976%	67.6566%	67.6564%	56.0264%	1.0999%	0.3365%	0.2347%	0.4157%
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	0.37%	62.7022%	62.7258%	53.0931%	62.7245%	62.9108%	62.9106%	53.2497%	1.2460%	0.3420%	0.1795%	0.0966%
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	3.56%	56.0748%	56.1035%	48.8891%	56.1001%	56.2913%	56.2908%	49.0527%	0.9379%	0.3204%	0.2292%	0.4479%
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	0.40%	53.3206%	53.3454%	46.9097%	53.3445%	53.5584%	53.5584%	47.0882%	1.1441%	0.4185%	0.1010%	0.1314%
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	3.13%	47.5659%	47.5933%	42.8993%	47.5921%	47.8188%	47.8188%	43.0993%	0.9778%	0.8303%	0.1437%	0.4404%
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	0.36%	44.5951%	44.6155%	40.7019%	44.6115%	44.8952%	44.8951%	40.9667%	1.6582%	1.5921%	0.1951%	0.4182%
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	3.52%	41.9547%	41.9749%	38.6472%	41.9689%	42.3813%	42.3813%	39.0214%	4.1546%	4.1515%	0.1680%	0.2284%
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	0.39%	41.5480%	41.5592%	38.3171%	41.5592%	42.0007%	42.0007%	38.7238%	4.4307%	4.4184%	0.2593%	0.0833%
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	4.39%	40.8597%	40.8743%	37.7781%	40.8738%	41.3075%	41.3074%	38.1785%	4.9720%	4.9617%	0.8205%	0.3479%
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	0.42%	73.3182%	73.3564%	59.0737%	73.3551%	73.5188%	73.5184%	59.2046%	1.1652%	0.4155%	0.1540%	1.1602%
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	3.83%	67.813%	67.8292%	56.0878%	67.8274%	67.9885%	67.9881%	56.2196%	1.5807%	0.4997%	0.2220%	0.6046%
M04	Vectorial	5KHz	45Hz	0.37%	61.9459%	61.9443%	52.6162%	61.9443%	62.1329%	62.1323%	52.7750%	0.8330%	0.3774%	0.1081%	1.5771%

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	TH_IHDS_V_Hf	THIDg_V_IHf	THIHDS_V_IHf	TNHDF	TH_IHDg_V_IHf	TH_IHDS_V_IHf	TDC	PHBBDg_5_7_11	PHBBDs_5_7_11	PHBBDs_2_4_6	SgIH_0_norm	PHBBD_1
M04	Vectorial	5KHZ	45Hz	3.56%	55.4442%	55.4919%	48.4840%	55.6848%	55.6848%	55.6838%	48.6500%	1.4860%	0.5114%	0.2330%	0.4507%	0.4544%
M04	Vectorial	5KHZ	50Hz	0.40%	49.6827%	49.7217%	44.3185%	49.5532%	49.5532%	49.9529%	44.5272%	1.0335%	0.4594%	0.1116%	0.7726%	1.1164%
M04	Vectorial	5KHZ	50Hz	3.13%	45.3366%	45.3612%	41.2414%	45.6122%	45.6122%	45.6142%	41.4710%	1.1138%	0.9111%	0.1534%	0.5180%	0.6023%
M04	Vectorial	5KHZ	55Hz	0.36%	43.2419%	43.2596%	39.6581%	43.5725%	43.5725%	43.5724%	39.9450%	2.2699%	2.2126%	0.1965%	0.3424%	0.4224%
M04	Vectorial	5KHZ	55Hz	3.52%	41.4122%	41.4268%	38.2161%	41.8417%	41.8417%	41.8416%	38.5990%	4.2002%	4.1973%	0.1584%	0.2192%	0.2141%
M04	Vectorial	5KHZ	60Hz	0.39%	40.4364%	40.4514%	37.4363%	40.9344%	40.9344%	40.9344%	37.8334%	4.7950%	4.7941%	0.1699%	0.0722%	0.0722%
M04	Vectorial	5KHZ	60Hz	4.39%	40.0902%	40.1072%	37.1651%	40.5696%	40.5696%	40.5696%	37.5936%	5.1959%	5.1947%	0.8128%	0.2668%	0.0682%
M04	PCE	4KHZ	40Hz	0.42%	70.3729%	70.4408%	57.5267%	70.6595%	70.6595%	70.6591%	57.7058%	0.9594%	0.6242%	0.5827%	0.1974%	0.2527%
M04	PCE	4KHZ	40Hz	3.83%	69.6699%	69.7457%	57.1640%	69.8961%	69.8961%	69.8955%	57.2877%	1.0240%	0.6790%	0.6292%	0.2990%	0.3103%
M04	PCE	4KHZ	45Hz	0.37%	58.7611%	58.8170%	50.6382%	58.7892%	58.7892%	59.0842%	50.8689%	1.1283%	0.6968%	0.6253%	0.2066%	0.2410%
M04	PCE	4KHZ	45Hz	3.33%	58.0617%	58.1663%	50.2359%	58.3634%	58.3634%	58.3634%	50.4069%	1.1563%	0.7389%	0.5634%	0.2129%	0.2731%
M04	PCE	4KHZ	50Hz	0.40%	48.0405%	48.2011%	43.3572%	48.5534%	48.5534%	48.5530%	43.6746%	1.6987%	1.3186%	0.6701%	0.2180%	0.2221%
M04	PCE	4KHZ	50Hz	3.13%	47.5699%	47.5509%	42.8936%	47.8298%	47.8298%	47.8293%	43.1458%	1.4084%	0.8675%	0.6081%	0.2528%	0.2473%
M04	PCE	4KHZ	55Hz	0.36%	44.0729%	44.2736%	40.4286%	44.6261%	44.6261%	44.6256%	40.7510%	2.6171%	2.3504%	0.2527%	0.7013%	0.2636%
M04	PCE	4KHZ	55Hz	3.45%	43.8897%	44.0862%	40.2969%	44.3627%	44.3627%	44.3621%	40.5502%	2.8145%	2.5746%	0.6673%	0.2896%	0.2833%
M04	PCE	4KHZ	60Hz	0.39%	44.2863%	44.5212%	40.6365%	44.7369%	44.7369%	44.7365%	40.8344%	2.4937%	2.1462%	0.7029%	0.2620%	0.2327%
M04	PCE	4KHZ	60Hz	4.39%	43.8838%	44.1287%	40.3421%	44.3133%	44.3133%	44.3127%	40.5117%	2.8748%	2.5614%	0.8023%	0.2823%	0.2667%
M04	PCN	4KHZ	40Hz	0.42%	67.7756%	67.8424%	56.0743%	68.0947%	68.0947%	68.0943%	56.2831%	0.9661%	0.6333%	0.5242%	0.2084%	0.2555%
M04	PCN	4KHZ	40Hz	3.83%	63.4019%	63.4817%	53.5417%	63.7099%	63.7099%	63.7093%	53.7300%	1.0851%	0.7263%	0.5359%	0.4857%	0.2837%
M04	PCN	4KHZ	45Hz	3.41%	56.6878%	56.7914%	49.3185%	57.0934%	57.0934%	57.0930%	49.5814%	1.1132%	0.6953%	0.5922%	0.2088%	0.2439%
M04	PCN	4KHZ	45Hz	3.41%	52.0211%	52.1588%	46.1914%	52.4439%	52.4439%	52.4431%	46.4444%	1.2897%	0.8458%	0.6205%	0.4251%	0.3413%
M04	PCN	4KHZ	50Hz	0.40%	46.2009%	46.3685%	42.0002%	46.7604%	46.7604%	46.7600%	42.3558%	1.5777%	1.1355%	0.6548%	0.2215%	0.2316%
M04	PCN	4KHZ	50Hz	3.13%	43.8723%	44.0428%	40.2441%	44.4473%	44.4473%	44.4468%	40.6144%	1.5776%	1.2736%	0.6403%	0.2769%	0.2578%
M04	PCN	4KHZ	55Hz	0.36%	43.9053%	44.1123%	40.0696%	40.3040%	40.3040%	44.4741%	40.6355%	2.6734%	2.4028%	0.6818%	0.2369%	0.2503%
M04	PCN	4KHZ	55Hz	3.45%	43.7928%	44.0043%	40.2334%	44.2888%	44.2888%	44.2862%	40.4922%	2.8870%	2.6378%	0.6650%	0.2663%	0.2662%
M04	PCN	4KHZ	60Hz	0.39%	43.8109%	44.0472%	40.2688%	44.3067%	44.3067%	44.3062%	40.5069%	2.7899%	2.4651%	0.6873%	0.2666%	0.2349%
M04	PCN	4KHZ	60Hz	4.39%	43.6028%	43.8433%	40.1209%	44.0481%	44.0481%	44.0476%	40.3092%	3.0045%	2.7232%	0.7519%	0.2908%	0.2540%
M04	VBD	10KH	40Hz	0.42%	84.0417%	84.1191%	64.3504%	84.1790%	84.1790%	84.1778%	64.3867%	1.4232%	1.1097%	0.7065%	0.3974%	0.4709%
M04	VBD	10KH	40Hz	3.83%	70.5624%	70.6483%	57.6697%	70.7505%	70.7505%	70.7493%	57.7538%	1.1964%	0.9185%	0.6612%	0.4616%	0.4375%
M04	VBD	10KH	45Hz	0.37%	52.2707%	52.4404%	46.3700%	52.8079%	52.8079%	52.8069%	46.6967%	1.9182%	1.7706%	0.5173%	0.3803%	0.3625%
M04	VBD	10KH	45Hz	3.33%	49.7004%	49.8963%	44.5880%	50.2122%	50.2122%	50.2109%	44.8730%	1.8789%	1.5244%	0.5581%	0.4267%	0.4138%
M04	VBD	10KH	50Hz	0.40%	42.5558%	42.8948%	39.4126%	43.4616%	43.4616%	43.4611%	39.8560%	2.0509%	2.0003%	0.3053%	0.2509%	0.2368%
M04	VBD	10KH	50Hz	3.13%	42.0783%	42.5195%	39.0656%	42.9055%	42.9055%	42.9049%	39.4257%	2.5331%	2.4979%	0.2834%	0.2587%	0.2486%
M04	VBD	10KH	55Hz	0.36%	53.1420%	53.5509%	47.1735%	53.7038%	53.7038%	53.7022%	47.3095%	1.9491%	1.7694%	0.5167%	0.4537%	0.4590%
M04	VBD	10KH	55Hz	3.45%	41.1589%	41.8887%	38.5817%	42.2438%	42.2438%	42.2433%	38.9116%	3.0621%	3.0315%	0.2529%	0.2875%	0.2814%
M04	VBD	10KH	60Hz	0.39%	44.0228%	44.7467%	40.8105%	44.9443%	44.9443%	44.9435%	40.9826%	1.7260%	1.6131%	0.3760%	0.3367%	0.3101%
M04	VBD	10KH	60Hz	4.39%	40.8243%	41.6139%	38.3780%	41.9006%	41.9006%	41.9003%	38.6439%	3.2538%	3.2195%	0.4673%	0.2399%	0.1957%
M04	VBN	10KH	40Hz	0.42%	79.1827%	79.2546%	62.0845%	79.3377%	79.3377%	79.3368%	62.1501%	1.2632%	0.9775%	0.7020%	0.3834%	0.3840%
M04	VBN	10KH	40Hz	3.83%	78.3431%	78.4186%	61.8861%	78.4800%	78.4800%	78.4790%	61.7348%	1.3771%	1.1266%	0.7151%	0.4307%	0.4084%
M04	VBN	10KH	45Hz	0.37%	60.6019%	60.7542%	51.8753%	60.9508%	60.9508%	60.9497%	52.0453%	1.5827%	1.3490%	0.6134%	0.4267%	0.4267%
M04	VBN	10KH	45Hz	3.48%	58.6210%	58.7940%	50.6469%	58.9494%	58.9494%	58.9474%	50.7825%	1.4793%	1.1856%	0.6449%	0.5872%	0.5473%
M04	VBN	10KH	50Hz	0.40%	42.4748%	42.9226%	39.3641%	43.4144%	43.4144%	43.4141%	39.8197%	2.0352%	1.9805%	0.3172%	0.2334%	0.2017%
M04	VBN	10KH	50Hz	3.13%	41.3082%	41.7713%	38.4755%	42.2251%	42.2251%	42.2246%	38.8959%	3.0020%	2.9743%	0.2649%	0.2467%	0.2246%
M04	VBN	10KH	55Hz	0.36%	40.9174%	41.6147%	38.3542%	42.0611%	42.0611%	42.0607%	38.7685%	2.9041%	2.8731%	0.2620%	0.2558%	0.2392%
M04	VBN	10KH	55Hz	3.45%	40.8702%	41.5856%	38.3404%	41.9608%	41.9608%	41.9604%	38.6898%	3.1881%	3.1611%	0.2449%	0.2662%	0.2367%
M04	VBN	10KH	60Hz	0.39%	41.1148%	41.9163%	38.6106%	42.2427%	42.2427%	42.2424%	38.9120%	2.8290%	2.7855%	0.2789%	0.2691%	0.2054%
M04	VBN	10KH	60Hz	4.39%	40.9340%	41.7103%	38.4533%	42.0011%	42.0011%	42.0008%	38.7225%	3.2347%	3.1998%	0.4821%	0.2670%	0.2006%
M04	Red			0.0550%	0.1670%	0.1970%	0.1967%	5.9281%	5.9281%	5.9279%	5.9177%	2.1553%	2.1550%	0.0919%	0.0212%	0.0625%
M04	Red			0.0618%	0.4153%	0.4051%	0.4147%	5.1126%	5.1126%	5.1124%	5.1059%	1.8926%	1.8918%	0.0668%	0.0278%	0.0533%
M01	Escalor	3KHZ	40Hz	0.42%	67.1572%	67.1845%	55.6935%	67.4665%	67.4665%	67.4662%	55.9273%	0.4248%	0.1733%	0.1733%	0.1342%	0.1727%
M01	Escalor	3KHZ	40Hz	3.83%	64.5331%	64.5590%	54.1813%	64.7889%	64.7889%	64.7868%	54.3726%	0.4939%	0.1831%	0.2007%	0.1422%	0.1324%
M01	Escalor	3KHZ	45Hz	0.37%	55.4144%	55.4320%	48.4136%	55.7778%	55.7778%	55.7777%	48.7122%	0.5682%	0.1553%	0.1672%	0.0959%	0.2985%
M01	Escalor	3KHZ	45Hz	3.41%	53.7835%	53.8078%	47.3305%	54.0761%	54.0761%	54.0761%	47.5666%	0.6277%	0.2005%	0.1552%	0.1268%	0.2168%

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	"s" desliza.	TH_IHDS_V_Hf	THDg_V_IHf	TNHDF	TH_IHdg_V_IHf	TH_IHDS_V_IHf	TDC	PHBBDg_5_7_11	PHBBDs_5_7_11	PHBBDs_2_4_6	SglH_0_norm	PHBBD_1
M01	Escal	3KHz	50Hz	0.33%	46.2474%	46.2657%	41.9161%	46.6976%	46.6975%	42.3075%	0.8714%	0.1677%	0.1370%	0.0697%	
M01	Escal	3KHz	50Hz	3.13%	45.3961%	45.4114%	41.2819%	45.7849%	45.7848%	41.6216%	1.7541%	0.1931%	0.1247%	0.0662%	
M01	Escal	3KHz	55Hz	0.36%	41.8567%	41.8691%	41.8672%	38.5340%	42.4854%	42.4853%	39.1013%	4.5453%	0.2741%	0.2765%	
M01	Escal	3KHz	55Hz	3.45%	41.7619%	41.7815%	41.7782%	38.4801%	42.2949%	42.2948%	38.9630%	4.7447%	0.2865%	0.2851%	
M01	Escal	3KHz	60Hz	0.33%	42.0695%	42.1077%	42.1034%	38.7405%	42.5888%	42.5886%	39.1832%	4.4580%	0.3776%	0.1192%	
M01	Escal	3KHz	60Hz	4.39%	41.8174%	41.8284%	41.8230%	38.5307%	42.2484%	42.2482%	38.9176%	4.7347%	0.3776%	0.1078%	
M01	Escal	4KHz	40Hz	0.42%	63.9893%	64.0092%	64.0085%	53.8380%	64.3047%	64.3046%	54.0866%	1.2685%	0.1524%	0.2305%	
M01	Escal	4KHz	40Hz	3.83%	61.9632%	61.9881%	61.9872%	52.6187%	62.2181%	62.2179%	52.8141%	1.1797%	0.1138%	0.5139%	
M01	Escal	4KHz	45Hz	0.37%	54.1785%	54.2015%	54.1979%	47.5828%	54.5462%	54.5462%	47.8855%	1.0727%	0.1419%	0.2660%	
M01	Escal	4KHz	45Hz	3.41%	52.7943%	52.8244%	52.8205%	46.6573%	53.0849%	53.0848%	46.8873%	1.1671%	0.0988%	0.1766%	
M01	Escal	4KHz	50Hz	0.33%	45.5531%	45.5713%	45.5704%	41.3784%	46.0020%	46.0019%	41.7699%	0.9753%	0.1390%	0.3457%	
M01	Escal	4KHz	50Hz	3.13%	43.8383%	43.8551%	43.8541%	40.0980%	44.2453%	44.2452%	40.4549%	2.4896%	0.1315%	0.2290%	
M01	Escal	4KHz	55Hz	0.36%	41.2588%	41.2719%	41.2676%	38.0658%	41.8976%	41.8976%	38.6430%	4.4638%	0.1678%	0.2648%	
M01	Escal	4KHz	55Hz	3.45%	40.9797%	41.0001%	40.9946%	37.8648%	41.5300%	41.5300%	38.3540%	4.7912%	0.1779%	0.2881%	
M01	Escal	4KHz	60Hz	0.33%	41.0502%	41.0619%	41.0612%	37.9192%	41.5483%	41.5483%	38.3684%	4.6555%	0.2411%	0.1902%	
M01	Escal	4KHz	60Hz	4.39%	40.7890%	40.8029%	40.8013%	37.7208%	41.2436%	41.2435%	38.1280%	5.0076%	0.1978%	0.2126%	
M01	Escal	5KHz	40Hz	0.42%	63.4762%	63.5241%	63.5225%	53.4779%	63.8238%	63.8232%	53.7311%	0.9665%	0.1464%	1.0974%	
M01	Escal	5KHz	40Hz	3.83%	61.9485%	61.9947%	61.9932%	52.5415%	62.2200%	62.2195%	52.7334%	0.8418%	0.1916%	1.0137%	
M01	Escal	5KHz	45Hz	0.37%	53.3846%	53.4241%	53.4227%	47.0510%	53.7781%	53.7780%	47.3628%	1.3608%	0.0990%	0.3511%	
M01	Escal	5KHz	45Hz	3.41%	52.5203%	52.5658%	52.5640%	46.4768%	52.8322%	52.8320%	46.7126%	1.3669%	0.1024%	0.4834%	
M01	Escal	5KHz	50Hz	0.33%	43.4832%	43.4989%	43.4989%	39.8088%	43.9484%	43.9483%	40.2208%	1.9250%	0.1533%	0.3578%	
M01	Escal	5KHz	50Hz	3.13%	42.7689%	42.7807%	42.7800%	39.2624%	43.2317%	43.2316%	39.6764%	3.0733%	0.1439%	0.2954%	
M01	Escal	5KHz	55Hz	0.36%	40.4353%	40.4442%	40.4412%	37.4089%	41.0919%	41.0918%	38.0081%	4.6998%	0.1639%	0.2570%	
M01	Escal	5KHz	55Hz	4.39%	40.3672%	40.3855%	40.3805%	37.3759%	40.9278%	40.9278%	37.8781%	4.8915%	0.1644%	0.3100%	
M01	Escal	5KHz	60Hz	0.33%	40.5359%	40.5514%	40.5507%	37.5139%	41.0484%	41.0484%	37.9737%	4.5810%	0.2795%	0.0596%	
M01	Escal	5KHz	60Hz	4.39%	40.4769%	40.4955%	40.4940%	37.4783%	40.9259%	40.9259%	37.8766%	4.8170%	0.8820%	0.2321%	
M01	Escal	5KHz	60Hz	0.42%	71.2908%	71.3083%	71.3071%	57.9961%	71.5312%	71.5311%	58.1774%	0.4382%	0.2093%	0.0948%	
M01	Vectorial	3KHz	40Hz	3.83%	66.1027%	66.1313%	66.1299%	55.1075%	66.3374%	66.3374%	55.2794%	0.4834%	0.1834%	0.1456%	
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	0.37%	60.4893%	60.5134%	60.5084%	51.7094%	60.7810%	60.7809%	51.9380%	0.4923%	0.1815%	0.0856%	
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	3.41%	55.6286%	55.6530%	55.6489%	48.5767%	55.9053%	55.9053%	48.9709%	0.6001%	0.2153%	0.2096%	
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	0.33%	49.5158%	49.5444%	49.5429%	44.3382%	49.8535%	49.8534%	44.6149%	0.3578%	0.3080%	0.1151%	
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	3.13%	45.7061%	45.7228%	45.7218%	41.5285%	46.0292%	46.0291%	41.8069%	1.2329%	0.1899%	0.0916%	
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	0.36%	43.9749%	43.9942%	43.9904%	40.2055%	44.4021%	44.4018%	40.5784%	2.6936%	0.3016%	0.2763%	
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	3.39%	42.3358%	42.3553%	42.3517%	38.9345%	42.8159%	42.8158%	39.3679%	4.3400%	0.2884%	0.2765%	
M01	Vectorial	3KHz	60Hz	0.33%	41.8538%	41.8607%	41.8567%	38.5469%	42.3463%	42.3461%	38.9841%	4.4884%	0.3734%	0.1271%	
M01	Vectorial	3KHz	60Hz	4.39%	41.6360%	41.6455%	41.6406%	38.3843%	42.0881%	42.0878%	38.7922%	4.8102%	0.8523%	0.2612%	
M01	Vectorial	4KHz	40Hz	0.42%	71.5928%	71.6199%	71.6190%	58.0959%	71.8349%	71.8345%	58.2709%	0.8509%	0.1420%	0.0879%	
M01	Vectorial	4KHz	40Hz	3.83%	66.3163%	66.3361%	66.3355%	55.2221%	66.5387%	66.5387%	55.3908%	1.1839%	0.1746%	0.2458%	
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	0.37%	58.9684%	58.9892%	58.9871%	50.7472%	59.2612%	59.2610%	50.9812%	0.6971%	0.0872%	0.6530%	
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	3.41%	54.1692%	54.1958%	54.1920%	47.5956%	54.4549%	54.4548%	47.8233%	1.0711%	0.1008%	0.2369%	
M01	Vectorial	4KHz	50Hz	0.33%	45.3344%	45.3531%	45.3524%	41.2341%	45.6575%	45.6574%	41.5112%	1.3575%	0.2008%	0.4673%	
M01	Vectorial	4KHz	50Hz	3.39%	43.0656%	43.0843%	43.0794%	39.5067%	43.5092%	43.5091%	39.8963%	2.8308%	0.1605%	0.3260%	
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	0.36%	41.6106%	41.6315%	41.6259%	38.3695%	42.1014%	42.1014%	38.8026%	4.3336%	0.1642%	0.2653%	
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	3.45%	41.0583%	41.0704%	41.0697%	37.9252%	41.5622%	41.5622%	38.3793%	4.6466%	0.3172%	0.2200%	
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	0.33%	40.9033%	40.9179%	40.9161%	37.8129%	41.3490%	41.3489%	38.2112%	4.8731%	0.8014%	0.0899%	
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	4.39%	39.6268%	39.6637%	39.6625%	37.0995%	39.8914%	39.8914%	37.2862%	1.4873%	0.3446%	0.1741%	
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	0.42%	63.8782%	63.9268%	63.9268%	53.7544%	64.1418%	64.1413%	53.9345%	1.0552%	0.1654%	1.4973%	
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	3.83%	58.1870%	58.2227%	58.2214%	50.2551%	58.4948%	58.4945%	50.4899%	1.0307%	0.0852%	0.9238%	
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	0.37%	53.1402%	53.1855%	53.1835%	46.9045%	53.4442%	53.4441%	47.1331%	1.3991%	0.1095%	0.3820%	
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	3.41%	48.7964%	48.8333%	48.8333%	43.7086%	49.1525%	49.1525%	43.9949%	0.9688%	0.2138%	1.0594%	
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	0.33%	45.0186%	45.0397%	45.0389%	40.9848%	45.3880%	45.3880%	41.3005%	1.2236%	0.1166%	0.3903%	
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	3.13%	42.6359%	42.6500%	42.6485%	39.1704%	43.0753%	43.0753%	39.5811%	2.6967%	0.1500%	0.3626%	

Carga- MOTOR	Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliz.	TH_IHDS_V_Hf	THIDg_V_IHf	THIDS_V_IHf	TNHDF	TH_IHDg_V_IHf	TH_IHDS_V_IHf	TDC	PHBBDg_5_7_11	PHBBDs_5_7_11	SgIH_0_norm	PIHBBD_1
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	3.52%	41.0835%	41.0994%	41.0959%	37.9503%	41.5741%	41.5740%	38.3887%	4.3365%	4.3367%	0.1418%	0.2550%
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	0.33%	40.7942%	40.8101%	40.8093%	37.7206%	41.2936%	41.2936%	38.1675%	4.4330%	4.4313%	0.2303%	0.0657%
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	4.39%	40.5712%	40.5890%	40.5872%	37.5530%	41.0157%	41.0157%	37.9477%	4.7478%	4.7464%	0.1960%	0.0723%
M01	PCE	4KHz	40Hz	0.42%	68.7595%	68.8267%	68.8074%	56.6286%	69.0737%	69.0733%	56.8321%	0.9845%	0.9845%	0.2040%	0.2447%
M01	PCE	4KHz	40Hz	3.83%	70.1176%	70.1877%	70.1881%	57.4041%	70.3486%	70.3483%	57.5360%	1.0098%	1.0098%	0.6470%	0.2406%
M01	PCE	4KHz	45Hz	0.37%	56.7357%	56.8427%	56.8151%	49.3521%	57.1470%	57.1467%	49.6169%	1.1193%	1.1193%	0.5663%	0.2061%
M01	PCE	4KHz	45Hz	3.56%	56.0678%	56.1822%	56.1528%	48.9354%	56.3995%	56.3992%	49.1250%	1.1613%	1.1613%	0.5851%	0.2039%
M01	PCE	4KHz	50Hz	0.33%	45.0638%	45.2382%	45.1990%	41.1501%	45.6509%	45.6506%	41.5264%	1.8944%	1.8944%	0.6699%	0.2062%
M01	PCE	4KHz	50Hz	3.13%	44.6332%	44.8009%	44.7632%	40.8313%	45.1393%	45.1379%	41.1395%	2.1595%	2.1595%	0.6566%	0.2191%
M01	PCE	4KHz	55Hz	0.36%	43.8923%	44.0898%	44.0492%	40.2867%	44.4532%	44.4527%	40.6193%	2.5712%	2.5712%	0.7322%	0.2437%
M01	PCE	4KHz	55Hz	3.52%	43.8273%	44.0301%	43.9886%	40.2548%	44.2998%	44.2993%	40.5020%	2.7984%	2.7984%	0.6709%	0.2493%
M01	PCE	4KHz	60Hz	0.33%	44.1560%	44.3882%	44.3464%	40.5324%	44.6218%	44.6214%	40.7467%	2.4764%	2.4764%	0.7357%	0.2441%
M01	PCE	4KHz	60Hz	4.39%	44.0123%	44.2560%	44.2097%	40.4398%	44.4366%	44.4362%	40.6057%	2.7471%	2.7471%	0.8397%	0.2629%
M01	PCN	4KHz	40Hz	0.42%	66.7946%	66.8643%	66.8448%	55.5100%	67.1443%	67.1439%	55.7428%	0.9674%	0.9674%	0.2161%	0.2334%
M01	PCN	4KHz	40Hz	3.83%	62.1090%	62.1958%	62.1721%	52.7534%	62.4427%	62.4422%	52.9632%	1.0479%	1.0479%	0.6046%	0.2512%
M01	PCN	4KHz	45Hz	0.37%	55.1529%	55.2521%	55.2316%	48.2970%	55.5931%	55.5928%	48.5893%	1.1195%	1.1195%	0.5523%	0.2031%
M01	PCN	4KHz	45Hz	3.56%	49.6744%	49.8221%	49.7846%	44.5331%	50.1609%	50.1604%	44.8363%	1.5530%	1.5530%	0.6204%	0.2564%
M01	PCN	4KHz	50Hz	0.33%	46.7192%	46.8877%	46.8490%	42.3833%	47.2961%	47.2957%	42.7531%	1.4640%	1.4640%	0.6790%	0.2544%
M01	PCN	4KHz	50Hz	3.13%	43.9964%	44.1655%	44.1295%	40.3354%	44.5867%	44.5864%	40.7206%	2.6681%	2.6681%	0.6619%	0.2172%
M01	PCN	4KHz	55Hz	3.58%	43.7598%	43.9826%	43.9216%	40.2022%	44.2404%	44.2400%	40.4568%	2.5445%	2.5445%	0.6923%	0.2399%
M01	PCN	4KHz	60Hz	4.39%	43.6013%	43.8468%	43.8018%	40.1234%	44.0531%	44.0527%	40.3129%	2.9583%	2.9583%	0.7927%	0.2398%
M01	VBD	10KHz	40Hz	0.42%	87.2411%	87.3220%	87.2980%	65.7200%	87.3801%	87.3789%	65.7963%	1.5639%	1.5639%	0.3963%	0.4288%
M01	VBD	10KHz	40Hz	3.83%	74.8660%	74.9594%	74.9382%	59.9511%	75.0457%	75.0445%	60.0207%	1.2388%	1.2388%	0.6693%	0.4413%
M01	VBD	10KHz	45Hz	3.56%	76.2722%	76.3929%	76.3633%	60.8856%	78.4575%	78.4564%	60.7384%	1.3127%	1.3127%	0.5830%	0.4076%
M01	VBD	10KHz	45Hz	3.56%	58.8023%	58.9661%	58.9272%	50.7554%	59.1281%	59.1255%	50.8969%	1.5266%	1.5266%	0.6876%	0.5777%
M01	VBD	10KHz	50Hz	0.33%	67.9165%	68.1499%	68.1034%	56.2890%	68.2313%	68.2298%	56.3878%	1.3654%	1.3654%	0.5187%	0.4432%
M01	VBD	10KHz	50Hz	3.13%	42.2030%	42.6474%	42.5866%	39.1576%	43.0799%	43.0792%	39.5610%	2.3856%	2.3856%	0.2777%	0.2626%
M01	VBD	10KHz	55Hz	0.36%	57.0403%	57.4313%	57.3658%	49.7715%	57.5515%	57.5496%	49.8771%	1.9021%	1.9021%	0.5932%	0.5258%
M01	VBD	10KHz	55Hz	3.58%	41.1982%	41.9416%	41.8323%	38.6239%	42.2926%	42.2922%	38.9495%	2.9801%	2.9801%	0.2643%	0.2476%
M01	VBD	10KHz	60Hz	0.33%	46.2756%	46.9598%	46.8563%	42.4742%	47.1384%	47.1372%	42.6372%	1.8400%	1.8400%	0.4980%	0.3574%
M01	VBD	10KHz	60Hz	4.39%	40.9999%	41.7903%	41.6784%	38.5171%	42.0757%	42.0752%	38.7813%	3.1133%	3.1133%	0.5083%	0.2723%
M01	VBN	10KHz	40Hz	0.42%	80.2208%	80.2929%	80.2722%	62.5786%	80.3814%	80.3805%	62.6481%	1.3685%	1.3685%	0.6662%	0.3917%
M01	VBN	10KHz	40Hz	3.83%	78.8621%	78.9351%	78.9142%	61.9353%	79.0002%	79.0002%	61.9879%	1.4046%	1.4046%	0.3902%	0.4438%
M01	VBN	10KHz	45Hz	0.37%	59.0155%	59.1693%	59.1324%	50.8706%	59.3953%	59.3939%	51.0668%	1.7599%	1.7599%	0.6539%	0.4556%
M01	VBN	10KHz	45Hz	3.56%	57.1338%	57.3039%	57.2654%	49.6775%	57.4858%	57.4845%	49.8378%	1.6191%	1.6191%	0.6375%	0.4668%
M01	VBN	10KHz	50Hz	0.33%	42.8863%	43.3244%	43.2430%	39.6707%	43.8286%	43.8281%	40.1387%	1.7953%	1.7953%	0.3301%	0.2460%
M01	VBN	10KHz	50Hz	3.13%	41.7055%	42.1676%	42.0752%	38.7806%	42.6221%	42.6217%	39.2058%	2.6279%	2.6279%	0.2276%	0.2085%
M01	VBN	10KHz	55Hz	0.36%	40.9955%	41.6813%	41.5720%	38.4018%	42.1492%	42.1488%	38.8369%	2.7367%	2.7367%	0.2622%	0.2053%
M01	VBN	10KHz	55Hz	3.52%	41.0335%	41.7696%	41.6535%	38.4851%	42.1432%	42.1427%	38.8325%	3.0832%	3.0832%	0.2575%	0.2480%
M01	VBN	10KHz	60Hz	0.33%	41.3806%	42.1463%	42.0296%	38.7940%	42.4434%	42.4430%	39.0687%	2.5538%	2.5538%	0.3482%	0.2082%
M01	VBN	10KHz	60Hz	4.39%	41.0835%	41.8761%	41.7648%	38.5873%	42.1409%	42.1406%	38.8322%	3.0687%	3.0687%	0.5087%	0.2005%
M01	Red		50Hz	0.40%	0.0620%	0.1988%	0.1043%	0.1981%	6.0646%	6.0644%	6.0535%	1.9687%	1.9687%	0.0291%	0.0514%
M01	Red		50Hz	4.33%	0.0689%	0.3602%	0.2968%	0.3598%	4.9313%	4.9311%	4.9253%	2.0677%	2.0677%	0.0338%	0.0515%
M01	sin motor				0.0402%	0.0917%	0.0753%	0.0917%	1.4126%	1.4120%	1.4125%	1.3834%	1.3832%	0.0270%	0.0480%
M01	sin motor				0.0395%	0.0907%	0.0699%	0.0907%	1.5323%	1.5316%	1.5321%	1.5095%	1.5093%	0.0273%	0.0505%

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_1_norm	SgH_2_norm	SgH_3_norm	SgH_3_norm	PIHBBD_5	gH_5_norm	PIHBBD_7	gH_7_norm	PIHBBD_11	gH_11_norm	PIHBBD_15	PHFD_fc_1	
M04	Escal	3KHz	40Hz	0.42%	0.2604	0.0681	0.0838	5.7993	0.1743	0.0676	0.2828	0.0730	0.0681	0.2413	0.1798	31.7678	
M04	Escal	3KHz	40Hz	3.83%	0.2830	0.0699	0.3216	5.1282	0.2639	0.0662	0.2498	0.0689	0.0737	0.2370	0.1739	32.8035	
M04	Escal	3KHz	45Hz	0.37%	0.1534	0.0856	0.1310	5.8379	0.1802	0.0609	0.2921	0.0637	0.1132	0.5640	0.2388	34.1101	
M04	Escal	3KHz	45Hz	3.33%	0.3274	0.0942	0.3935	5.2098	0.2888	0.1135	0.4188	0.0762	0.1058	0.3590	0.2779	34.7743	
M04	Escal	3KHz	50Hz	0.40%	0.0716	0.0740	0.2477	5.8169	0.0914	0.0484	0.8287	0.0601	0.0484	0.4088	0.1126	35.5367	
M04	Escal	3KHz	50Hz	3.13%	0.2074	0.0924	0.3938	5.1571	0.3003	0.0528	2.4024	0.0449	0.3417	0.1265	34.9328		
M04	Escal	3KHz	55Hz	0.36%	0.0841	0.1037	0.2543	5.2865	0.0579	0.1427	4.4382	0.1421	0.0765	0.6714	0.3241	33.3510	
M04	Escal	3KHz	55Hz	3.45%	0.1157	0.1094	0.2983	4.3205	0.1022	0.1210	4.6208	0.1396	0.0813	0.7673	0.3258	33.2827	
M04	Escal	3KHz	60Hz	0.39%	0.0679	0.1922	0.1758	4.0204	0.0596	0.0437	4.4607	0.0529	0.0718	0.7084	0.1757	33.3545	
M04	Escal	3KHz	60Hz	4.39%	0.2412	0.1665	0.2807	3.0529	0.2095	0.0487	4.7408	0.0470	0.0565	0.8687	0.1903	33.1487	
M04	Escal	4KHz	40Hz	0.42%	0.3029	0.0411	0.1489	5.7480	0.5038	0.0622	0.7999	0.8265	0.3709	0.3004	1.0726	31.0719	
M04	Escal	4KHz	40Hz	3.83%	0.4691	0.0693	0.5119	5.1759	0.3654	0.8270	0.9016	0.9016	0.0900	0.2176	1.2959	31.8740	
M04	Escal	4KHz	45Hz	0.37%	0.1752	0.0431	0.1166	5.7987	0.1786	0.6593	0.7201	0.7997	0.8145	0.2700	1.0864	33.7054	
M04	Escal	4KHz	45Hz	3.33%	0.5179	0.1027	0.5629	5.2727	0.3860	0.4966	0.5400	0.2972	0.4089	0.4419	0.8835	34.9787	
M04	Escal	4KHz	50Hz	0.40%	0.3161	0.0433	0.1593	6.0031	0.0926	0.1212	0.3189	0.2877	0.3496	0.3986	0.6635	35.2505	
M04	Escal	4KHz	50Hz	3.13%	0.3158	0.0896	0.3524	5.2650	0.2208	0.2486	1.4667	0.3256	0.0778	0.6064	0.5665	34.9874	
M04	Escal	4KHz	55Hz	0.36%	0.0693	0.1071	0.2718	5.2832	0.0506	0.0404	4.4720	0.0410	0.0826	0.6908	0.2658	32.9100	
M04	Escal	4KHz	55Hz	3.39%	0.0859	0.1092	0.2688	4.3467	0.0646	0.0413	4.6317	0.0467	0.1671	0.7780	0.2708	32.8456	
M04	Escal	4KHz	60Hz	0.39%	0.2094	0.1120	0.1907	4.0359	0.4136	0.0657	4.5623	0.0723	0.0385	0.7199	0.1311	32.8486	
M04	Escal	4KHz	60Hz	4.39%	0.3214	0.1112	0.2575	3.0939	0.4865	0.0654	4.7225	0.0726	0.0516	0.8686	0.1537	32.7764	
M04	Escal	5KHz	40Hz	0.42%	1.0143	0.0631	0.0995	5.7866	0.2033	0.9707	1.0148	0.5644	0.5970	0.3114	1.8245	31.0792	
M04	Escal	5KHz	40Hz	3.83%	1.0654	0.1118	0.8920	5.1734	0.4432	0.2409	0.4679	0.4692	0.5026	0.5909	1.5121	32.1115	
M04	Escal	5KHz	45Hz	0.37%	0.5997	0.0639	0.0751	5.7976	0.1832	0.9633	1.0174	0.8141	0.8353	0.1151	1.4900	33.4808	
M04	Escal	5KHz	45Hz	3.33%	0.7983	0.1149	0.5215	5.2650	0.4077	0.5855	0.6338	0.2151	0.4381	0.4913	1.2610	34.4744	
M04	Escal	5KHz	50Hz	0.40%	0.4500	0.0410	0.2190	5.7554	0.1651	0.2263	0.5803	0.5595	0.7458	0.2692	0.9133	34.7467	
M04	Escal	5KHz	50Hz	3.13%	0.3599	0.1009	0.5708	5.2278	0.3480	0.2192	2.0135	0.3573	1.5051	0.1044	0.4966	0.5452	34.3670
M04	Escal	5KHz	55Hz	0.36%	0.0690	0.1155	0.2845	5.2791	0.0815	0.0442	4.4904	0.0423	0.0381	0.7089	0.2594	32.5684	
M04	Escal	5KHz	55Hz	3.52%	0.0722	0.1178	0.2517	4.2982	0.0689	0.0485	4.6547	0.0447	0.0368	0.7868	0.2530	32.5008	
M04	Escal	5KHz	60Hz	0.39%	0.0637	0.1236	0.2353	4.2080	0.0675	0.0409	4.2340	0.0400	0.0407	0.6367	0.0989	32.8347	
M04	Escal	5KHz	60Hz	4.39%	0.2147	0.0898	0.3482	3.2054	0.2138	0.0390	4.4483	0.0374	0.1701	0.7199	0.0951	32.6675	
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	0.42%	0.2433	0.1119	0.2630	4.8573	0.2189	0.0909	0.3447	0.0819	0.2373	0.0705	0.2127	29.7621	
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	3.83%	0.5818	0.1450	0.4773	4.6496	0.3418	0.0819	0.3333	0.0884	0.3961	0.0827	0.2150	0.2632	31.0855
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	0.37%	0.2231	0.0833	0.1265	4.8673	0.2533	0.0783	0.3021	0.0662	0.1345	0.5374	0.3001	32.4818	
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	3.56%	0.3551	0.1309	0.2346	4.6458	0.3684	0.0716	0.2816	0.0695	0.2069	0.1370	0.4156	0.3697	33.9105
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	0.40%	0.1008	0.0784	0.1385	4.9205	0.1120	0.0462	0.3098	0.0490	0.2032	0.0489	0.1519	0.1193	34.2818
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	3.13%	0.2692	0.1223	0.4658	4.6124	0.3289	0.0642	0.4290	0.0713	0.0567	0.0633	0.2329	0.1775	35.4689
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	0.36%	0.1382	0.2212	0.2246	4.7344	0.1040	0.0791	1.3363	0.1214	0.9705	0.0879	0.4737	0.2778	35.3880
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	3.52%	0.1129	0.1347	0.2150	4.0785	0.0854	0.1792	3.5729	0.0913	1.8588	0.0664	0.3013	0.3185	35.3880
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	0.39%	0.0790	0.1351	0.2649	4.3368	0.0764	0.1889	3.5882	0.0693	1.7579	0.3444	0.2975	34.0386	
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	4.39%	0.2120	0.1700	0.3320	3.3216	0.1983	0.1600	4.2148	0.0660	1.7607	0.1473	0.2608	33.6222	
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	0.42%	0.8811	0.0603	0.0915	4.8508	0.2261	0.7737	0.8160	0.3950	0.4406	0.3708	1.5289	29.8540	
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	3.83%	0.4997	0.0836	0.3142	4.5005	0.3413	0.3647	0.4433	0.8105	0.8836	0.4510	1.1337	31.1597	
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	0.37%	0.5434	0.0460	0.0950	4.8040	0.2676	0.8999	0.9477	0.7721	0.7934	0.1208	1.3771	31.9812	
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	3.56%	0.5106	0.1322	0.3957	4.5643	0.3973	0.2368	0.4238	0.6228	0.6651	0.4747	1.0077	33.4555	
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	0.40%	0.1100	0.0697	0.1530	4.7477	0.0922	0.6228	0.7288	0.7815	0.8279	0.2831	0.3046	1.0741	33.7357
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	3.13%	0.4211	0.0954	0.3022	4.4745	0.3022	0.2633	0.5299	0.1536	0.6489	0.4354	0.5042	0.6902	35.2923
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	0.36%	0.2670	0.1059	0.2616	4.7162	0.1484	0.2163	1.2219	0.3661	0.1277	0.9995	0.5076	0.6099	35.0053
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	3.52%	0.0796	0.0970	0.2442	4.0765	0.0787	0.0627	3.6521	0.0761	1.9522	0.0662	0.3477	0.2528	33.6864
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	0.39%	0.1091	0.1319	0.2017	4.1016	0.2767	0.0735	3.9966	0.0931	1.8405	0.5203	0.1577	0.3345	33.3455
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	4.39%	0.3114	0.1174	0.2910	3.1362	0.4827	0.0722	4.6448	0.0785	1.5795	0.0487	0.8072	0.1628	32.8082
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	0.42%	0.8346	0.0613	0.2615	4.8533	0.2611	0.3667	0.4715	0.9069	0.4736	0.5025	1.5898	29.1870	
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	3.83%	0.6700	0.1339	0.3835	4.6039	0.3308	1.0387	1.1117	1.0218	1.0947	0.1516	1.6669	30.6818	
M04	Vectorial	5KHz	45Hz	0.37%	1.1334	0.0628	0.1978	4.7932	0.3589	0.4874	0.5881	0.1935	0.2965	0.4901	1.7327	31.6868	

Carga- MOTOR	Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_1_norm	SgH_2_norm	SgH_3_norm	SgH_3_norm	PIHBB_5	PIHBB_7	gH_7_norm	PIHBB_11	gH_11_norm	PIHBB_1_5_7_11	PHFD_fc_1
M04	Vectorial	5KHz	45Hz	0.4990%	0.1339%	0.4643%	4.5521%	0.4594%	0.7725%	0.8923%	1.1418%	0.2479%	0.3288%	1.4361%	33.1244%
M04	Vectorial	5KHz	50Hz	0.8092%	0.0746%	0.1576%	4.7702%	0.1908%	0.7474%	0.8220%	0.3879%	0.4560%	0.3781%	0.4295%	34.0654%
M04	Vectorial	5KHz	50Hz	0.4878%	0.1098%	0.3811%	4.6810%	0.2722%	0.6092%	0.5217%	0.8031%	0.2808%	0.7373%	0.8651%	35.1028%
M04	Vectorial	5KHz	55Hz	0.2643%	0.1087%	0.2506%	4.6995%	0.0934%	0.2471%	1.7610%	0.4156%	1.3408%	0.5033%	0.6496%	34.4844%
M04	Vectorial	5KHz	55Hz	0.0836%	0.1093%	0.2450%	4.0582%	0.1084%	0.0684%	3.6721%	0.0758%	2.0065%	0.0612%	0.2450%	33.3765%
M04	Vectorial	5KHz	60Hz	0.0635%	0.1439%	0.1875%	3.9633%	0.0607%	0.0357%	4.4099%	0.0367%	1.7259%	0.0373%	0.0961%	32.6143%
M04	Vectorial	5KHz	60Hz	0.4326%	0.1147%	0.2563%	3.0287%	0.1278%	0.0407%	4.9859%	0.0397%	1.4789%	0.0460%	0.1001%	32.3019%
M04	PCE	4KHz	40Hz	0.2526%	0.3483%	0.2799%	5.4328%	0.3686%	0.3713%	0.5555%	0.4065%	0.3395%	0.5106%	0.6944%	44.1724%
M04	PCE	4KHz	40Hz	0.7763%	0.3685%	0.3733%	4.4175%	0.4032%	0.3743%	0.6062%	0.4317%	0.6496%	0.3409%	0.5081%	44.3047%
M04	PCE	4KHz	45Hz	0.2676%	0.2537%	0.3383%	5.4761%	0.4316%	0.4300%	0.8704%	0.4530%	0.6959%	0.3752%	0.5632%	39.4068%
M04	PCE	4KHz	45Hz	0.3954%	0.2188%	0.3359%	4.6375%	0.4312%	0.4039%	0.7084%	0.4659%	0.3554%	0.5406%	0.7623%	39.1653%
M04	PCE	4KHz	50Hz	0.3032%	0.2416%	0.4213%	5.5516%	0.5605%	0.4860%	1.1573%	0.5372%	1.0514%	0.3691%	0.6639%	36.4489%
M04	PCE	4KHz	50Hz	0.5073%	0.2615%	0.4661%	4.9192%	0.5553%	0.5020%	0.8816%	0.5221%	0.8434%	0.4017%	0.8643%	36.3002%
M04	PCE	4KHz	55Hz	0.3483%	0.2404%	0.4900%	4.9153%	0.6531%	0.5284%	1.8564%	0.5418%	1.5577%	0.3659%	0.8810%	34.6264%
M04	PCE	4KHz	55Hz	0.4410%	0.2476%	0.4884%	4.0306%	0.6352%	0.5078%	2.0817%	0.5355%	1.6592%	0.3850%	0.8793%	34.5943%
M04	PCE	4KHz	60Hz	0.3781%	0.2778%	0.5444%	3.5883%	0.6611%	0.5409%	1.7523%	0.5326%	1.4872%	0.3140%	0.9677%	34.7144%
M04	PCE	4KHz	60Hz	0.5332%	0.2964%	0.5399%	2.8038%	0.6900%	0.5457%	2.1280%	0.5605%	1.7168%	0.3599%	0.8879%	34.5721%
M04	PCN	4KHz	40Hz	0.2940%	0.2593%	0.2725%	5.7397%	0.3476%	0.3731%	0.5370%	0.4096%	0.6178%	0.3375%	0.5131%	42.9164%
M04	PCN	4KHz	40Hz	0.3833%	0.2436%	0.3373%	5.7308%	0.3484%	0.3921%	0.6817%	0.4348%	0.6643%	0.3676%	0.7473%	41.1390%
M04	PCN	4KHz	45Hz	0.2852%	0.2819%	0.3373%	5.7308%	0.4445%	0.4336%	0.6681%	0.4387%	0.7031%	0.3565%	0.5463%	38.4349%
M04	PCN	4KHz	45Hz	0.5686%	0.2907%	0.3771%	5.2720%	0.4737%	0.4503%	0.7920%	0.4777%	0.7998%	0.3826%	0.8330%	37.2924%
M04	PCN	4KHz	50Hz	0.2989%	0.2536%	0.4106%	5.7809%	0.5209%	0.4805%	0.8121%	0.5047%	0.8440%	0.3925%	0.8212%	35.7190%
M04	PCN	4KHz	50Hz	0.5353%	0.2394%	0.4364%	5.2754%	0.5452%	0.4842%	2.0248%	0.5415%	1.6320%	0.3548%	0.8422%	34.5833%
M04	PCN	4KHz	55Hz	0.3425%	0.1682%	0.4809%	4.9633%	0.6020%	0.5184%	1.9367%	0.5405%	1.5697%	0.3727%	0.9656%	34.5025%
M04	PCN	4KHz	55Hz	0.4394%	0.2400%	0.5021%	4.0437%	0.6042%	0.4975%	2.1091%	1.4444%	0.3601%	0.9184%	0.8687%	34.5194%
M04	PCN	4KHz	60Hz	0.3812%	0.2435%	0.5358%	3.8938%	0.6655%	0.5523%	2.0486%	0.5883%	1.6474%	0.3227%	0.8727%	34.4399%
M04	PCN	4KHz	60Hz	0.4466%	0.2520%	0.5741%	2.9774%	0.6924%	0.5324%	2.2665%	0.5448%	1.7967%	0.3418%	0.8137%	34.4015%
M04	VBD	10KHz	40Hz	0.4666%	0.4638%	0.3889%	2.6547%	0.4485%	0.4018%	0.7823%	0.4887%	0.8933%	0.4959%	0.7639%	21.8661%
M04	VBD	10KHz	40Hz	0.7712%	0.4653%	0.3862%	3.4771%	0.3884%	0.3422%	0.7209%	0.3620%	0.7275%	0.3781%	0.7635%	21.6318%
M04	VBD	10KHz	45Hz	0.3917%	0.3158%	0.3992%	5.7877%	0.4025%	0.3377%	1.6403%	0.3426%	0.7576%	0.3390%	0.6426%	21.4878%
M04	VBD	10KHz	45Hz	0.5854%	0.3670%	0.3927%	5.1813%	0.3912%	0.2828%	1.0457%	0.2931%	0.8669%	0.3108%	0.9868%	21.3486%
M04	VBD	10KHz	50Hz	0.2389%	0.1708%	0.2427%	4.8047%	0.2472%	0.2093%	1.3448%	0.2002%	2.0046%	0.1954%	0.7679%	19.9515%
M04	VBD	10KHz	50Hz	0.4492%	0.3110%	0.4449%	3.0909%	0.4524%	0.3524%	1.6534%	0.4620%	0.8435%	0.3186%	0.5949%	21.6722%
M04	VBD	10KHz	55Hz	0.3501%	0.1559%	0.2657%	4.0065%	0.2472%	0.1668%	1.8855%	0.1871%	2.2984%	0.1870%	0.7338%	19.5870%
M04	VBD	10KHz	60Hz	0.3152%	0.2041%	0.3090%	3.2227%	0.3093%	0.2348%	0.5934%	0.2316%	1.912%	0.2481%	1.0890%	20.3233%
M04	VBD	10KHz	60Hz	0.2778%	0.1281%	0.2373%	2.7418%	0.2337%	0.1570%	2.1386%	0.1622%	2.3498%	0.1902%	0.3542%	19.3807%
M04	VBN	10KHz	40Hz	0.4094%	0.5152%	0.3770%	3.2399%	0.4143%	0.3622%	0.7081%	0.4104%	0.7674%	0.4308%	0.7954%	21.8885%
M04	VBN	10KHz	40Hz	0.6519%	0.5236%	0.4053%	2.6417%	0.4392%	0.3797%	0.8550%	0.4274%	0.8139%	0.4138%	0.7090%	21.8738%
M04	VBN	10KHz	45Hz	0.5312%	0.4271%	0.4710%	4.5405%	0.4548%	0.3808%	1.2171%	0.3896%	1.0548%	0.3973%	0.7979%	21.7076%
M04	VBN	10KHz	45Hz	0.8124%	0.4253%	0.4776%	3.8702%	0.4963%	0.3880%	0.7161%	0.3889%	1.0296%	0.3608%	0.8553%	21.7720%
M04	VBN	10KHz	50Hz	0.2452%	0.1741%	0.2445%	5.8735%	0.2514%	0.1910%	0.7944%	0.2171%	1.6609%	0.2166%	0.4137%	19.6355%
M04	VBN	10KHz	50Hz	0.3433%	0.1602%	0.2428%	5.0767%	0.1774%	0.1901%	1.9081%	0.1778%	2.1607%	0.1904%	0.3870%	19.4335%
M04	VBN	10KHz	55Hz	0.2407%	0.1447%	0.2540%	4.9186%	0.2497%	0.1776%	1.8927%	0.1821%	2.1141%	0.1904%	0.3977%	19.4512%
M04	VBN	10KHz	55Hz	0.2687%	0.1439%	0.2409%	4.0242%	0.2355%	0.1596%	2.0195%	0.1827%	2.3658%	0.1764%	0.6992%	19.1507%
M04	VBN	10KHz	60Hz	0.2520%	0.1390%	0.2615%	3.7130%	0.2572%	0.1826%	1.8032%	0.1791%	2.0730%	0.1949%	0.6739%	19.3214%
M04	VBN	10KHz	60Hz	0.3184%	0.1394%	0.2638%	2.8840%	0.2450%	0.1575%	2.1355%	0.1559%	2.3232%	0.1909%	0.3547%	19.5761%
M04	Red		50Hz	0.0379%	0.0292%	0.0395%	5.5141%	0.0326%	0.0265%	1.6391%	0.0269%	1.6391%	0.0060%	0.0649%	0.0158%
M04	Red		50Hz	0.0419%	0.0268%	0.3226%	4.7199%	0.1922%	0.0269%	0.7179%	0.0345%	1.7479%	0.0073%	0.1054%	0.0155%
M01	Escalor	3KHz	40Hz	0.2947%	0.0588%	0.0674%	6.1442%	0.2050%	0.0661%	1.681%	0.0665%	1.1120%	0.2870%	0.2262%	31.5702%
M01	Escalor	3KHz	40Hz	0.2659%	0.0555%	0.1812%	5.4059%	0.0730%	0.1881%	0.0551%	0.3072%	0.1055%	0.3079%	0.1924%	32.3797%
M01	Escalor	3KHz	45Hz	0.2389%	0.0900%	0.1299%	6.1353%	0.2623%	0.0493%	0.1558%	0.0548%	0.1357%	0.5293%	0.2868%	34.0740%
M01	Escalor	3KHz	45Hz	0.2205%	0.0754%	0.1634%	5.3450%	0.2605%	0.0809%	0.1205%	0.1487%	0.5490%	0.2811%	0.2811%	34.5221%

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_1_norm	SgH_2_norm	SgH_3_norm	SgH_3_norm	PIHBBD_5	gH_5_norm	PIHBBD_7	gH_7_norm	PIHBBD_11	gH_11_norm	PIHBBD_1_5_7_11	PHFD_fc_1
M01	Escal	3KHz	50Hz	0.0846%	0.0993%	0.2188%	6.2331%	0.0991%	0.0400%	0.5553%	0.5801%	0.0398%	0.0361%	0.3880%	0.1176%	35.6866%
M01	Escal	3KHz	50Hz	0.1135%	0.1278%	0.2501%	5.5153%	0.2263%	0.0583%	1.2918%	0.0621%	1.0898%	0.0477%	0.5169%	0.1180%	35.4922%
M01	Escal	3KHz	55Hz	0.0707%	0.1026%	0.2965%	5.605%	0.0636%	0.1337%	1.6875%	0.1333%	0.0571%	0.6849%	0.3396%	33.4616%	
M01	Escal	3KHz	55Hz	0.1111%	0.1036%	0.3131%	4.975%	0.0942%	0.1348%	4.3873%	0.1426%	0.1446%	0.7446%	0.3558%	33.4132%	
M01	Escal	3KHz	60Hz	0.0693%	0.1848%	0.2721%	4.3347%	0.0532%	0.0614%	1.7062%	0.1013%	0.6045%	0.1033%	0.1931%	33.6217%	
M01	Escal	3KHz	60Hz	0.1016%	0.2049%	0.3182%	3.2882%	0.1054%	0.1333%	4.4020%	0.0697%	1.5024%	0.1333%	0.8845%	0.2280%	33.4272%
M01	Escal	4KHz	40Hz	0.2969%	0.0488%	0.1144%	6.1426%	0.1866%	0.8542%	0.9089%	0.1411%	0.180%	0.180%	1.2830%	31.6549%	
M01	Escal	4KHz	40Hz	0.5868%	0.0428%	0.1546%	5.3241%	0.1758%	0.8400%	0.8630%	0.6845%	0.7606%	0.2350%	0.2614%	1.3438%	32.3409%
M01	Escal	4KHz	45Hz	0.2448%	0.0426%	0.1629%	6.1109%	0.2766%	0.5973%	0.6165%	0.7812%	0.7963%	0.3466%	0.3685%	1.0761%	33.6801%
M01	Escal	4KHz	45Hz	0.341%	0.0453%	0.1502%	5.2390%	0.2112%	0.7216%	0.7552%	0.8517%	0.8707%	0.1604%	0.1833%	1.1675%	34.1460%
M01	Escal	4KHz	50Hz	0.2719%	0.0796%	0.1320%	6.1941%	0.1312%	0.2150%	0.5798%	0.3234%	0.6594%	0.2390%	0.4245%	0.6312%	35.3241%
M01	Escal	4KHz	50Hz	0.2229%	0.0844%	0.1705%	5.2890%	0.1319%	0.1982%	1.8878%	0.3132%	1.5518%	0.1244%	0.4765%	0.4829%	34.8442%
M01	Escal	4KHz	55Hz	0.0700%	0.1075%	0.2859%	5.6260%	0.0612%	0.0458%	4.0451%	0.0423%	1.7823%	0.0845%	0.6208%	0.2851%	33.1422%
M01	Escal	4KHz	55Hz	0.0989%	0.1064%	0.3159%	4.5121%	0.0919%	0.0472%	4.4182%	0.0775%	1.6875%	0.0834%	0.7668%	0.3073%	32.9504%
M01	Escal	4KHz	60Hz	0.1840%	0.1012%	0.2069%	4.2550%	0.3924%	0.0892%	4.2991%	0.0457%	1.6417%	0.7039%	0.1548%	0.329793%	32.9793%
M01	Escal	4KHz	60Hz	0.2663%	0.1474%	0.2353%	3.1583%	0.4764%	0.0617%	4.7054%	0.0742%	1.4909%	0.0351%	0.8440%	0.1482%	32.7590%
M01	Escal	5KHz	40Hz	0.42%	1.1234%	0.0532%	6.1593%	0.2735%	0.7766%	0.7931%	0.2507%	0.3136%	0.4284%	0.4547%	1.8152%	31.3668%
M01	Escal	5KHz	40Hz	0.383%	1.0796%	0.0642%	5.2621%	0.2910%	0.4630%	0.5165%	0.1924%	0.3920%	0.5197%	0.5369%	1.6344%	31.9096%
M01	Escal	5KHz	45Hz	0.4312%	0.0453%	0.1015%	6.1454%	0.2372%	0.9431%	0.9651%	0.9247%	0.9456%	0.0988%	0.1610%	1.4318%	33.3194%
M01	Escal	5KHz	45Hz	0.5764%	0.0516%	0.1475%	5.2815%	0.2557%	0.9565%	0.9939%	0.9160%	0.1609%	0.2034%	0.2034%	1.5091%	33.7198%
M01	Escal	5KHz	50Hz	0.2716%	0.0415%	0.0934%	5.9560%	0.0895%	0.2762%	1.3940%	0.4453%	1.2451%	0.0798%	0.4808%	0.6931%	34.6185%
M01	Escal	5KHz	50Hz	0.2083%	0.0741%	0.1541%	5.4087%	0.1259%	0.2378%	2.4044%	0.2928%	1.8712%	0.1464%	0.4031%	0.5010%	34.2489%
M01	Escal	5KHz	55Hz	0.0681%	0.1158%	0.2854%	5.4947%	0.0652%	0.0456%	4.3128%	0.0397%	1.7119%	0.0388%	0.7467%	0.2676%	32.6047%
M01	Escal	5KHz	55Hz	0.1011%	0.1139%	0.3407%	4.4438%	0.0922%	0.0525%	4.5275%	0.0455%	1.6653%	0.0408%	0.8073%	0.3129%	32.5666%
M01	Escal	5KHz	60Hz	0.0566%	0.1381%	0.2140%	4.3541%	0.0619%	0.0325%	4.1800%	0.0341%	1.7406%	0.0328%	0.6949%	0.0827%	32.7116%
M01	Escal	5KHz	60Hz	0.0709%	0.1441%	0.2756%	3.2513%	0.0800%	0.0391%	4.4515%	0.0385%	1.6559%	0.0406%	0.8105%	0.0912%	32.6084%
M01	Vectorial	3KHz	40Hz	0.2749%	0.0629%	0.1718%	5.6290%	0.2543%	0.0952%	0.2640%	0.0829%	0.2966%	0.0806%	0.1853%	0.1888%	30.6690%
M01	Vectorial	3KHz	40Hz	0.383%	0.0710%	0.1199%	5.2049%	0.1820%	0.0591%	1.8667%	0.0598%	0.3419%	0.0823%	0.2863%	0.1564%	32.0597%
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	0.1975%	0.0896%	0.0833%	5.6563%	0.1786%	0.0889%	0.3090%	0.0478%	0.1353%	0.1437%	0.3586%	0.2484%	33.0357%
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	0.2206%	0.1385%	0.1477%	5.0623%	0.2470%	0.0563%	0.1949%	0.0622%	0.1599%	0.1784%	0.5445%	0.2878%	34.2234%
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	0.1260%	0.1712%	0.3796%	5.4953%	0.2046%	0.0570%	0.2125%	0.0546%	0.1770%	0.0566%	0.2271%	0.1534%	35.1208%
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	0.0775%	0.0698%	0.2586%	5.1109%	0.1656%	0.0469%	0.8251%	0.0688%	0.7988%	0.0511%	0.4485%	0.1217%	35.5412%
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	0.0988%	0.1705%	0.2783%	5.3362%	0.0760%	0.1291%	1.4959%	0.0901%	1.4959%	0.0816%	0.2900%	0.3283%	34.8582%
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	0.1261%	0.1402%	0.3007%	4.4735%	0.1162%	0.1719%	3.9091%	0.1272%	1.8112%	0.0690%	0.5231%	0.3478%	33.8406%
M01	Vectorial	3KHz	60Hz	0.0682%	0.1860%	0.2339%	4.3780%	0.0695%	0.1880%	4.1424%	0.1117%	1.6073%	0.1571%	0.6344%	0.2977%	33.4901%
M01	Vectorial	3KHz	60Hz	0.439%	0.0912%	0.2964%	3.4037%	0.0858%	0.1374%	4.4836%	0.0550%	1.5484%	0.1283%	0.7989%	0.2470%	33.3220%
M01	Vectorial	4KHz	40Hz	0.9015%	0.0547%	0.1300%	5.5409%	0.2657%	0.6503%	0.6628%	0.2370%	0.2962%	0.4276%	0.4438%	1.4807%	29.9798%
M01	Vectorial	4KHz	40Hz	0.383%	0.3046%	0.1183%	5.1657%	0.2594%	0.5491%	0.5779%	0.9000%	0.9544%	0.3719%	0.3960%	1.1447%	31.3513%
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	0.6880%	0.0526%	0.1051%	5.6630%	0.2666%	0.4555%	0.4779%	0.1490%	0.2061%	0.4420%	0.4639%	1.1498%	32.7205%
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	0.2369%	0.0479%	0.1424%	5.2955%	0.2852%	0.5930%	0.8201%	0.2868%	0.7678%	0.3060%	1.0604%	0.1078%	33.8564%
M01	Vectorial	4KHz	50Hz	0.4574%	0.1476%	0.1271%	5.7806%	0.1300%	0.6997%	0.7195%	0.5108%	0.5618%	0.2448%	0.2974%	1.1078%	34.6875%
M01	Vectorial	4KHz	50Hz	0.2584%	0.0881%	0.1085%	5.0622%	0.0838%	0.0747%	0.8580%	0.3633%	0.9137%	0.2455%	0.5214%	0.5595%	35.0350%
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	0.1637%	0.0973%	0.2693%	5.3538%	0.0795%	0.1847%	2.3040%	0.1193%	1.6239%	0.2613%	0.4617%	0.4617%	34.3903%
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	0.1001%	0.1103%	0.3057%	4.4999%	0.0976%	0.0639%	3.8703%	0.0606%	1.8805%	0.0836%	0.5143%	0.2825%	33.4361%
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	0.1815%	0.1393%	0.2321%	4.3105%	0.3824%	0.0528%	4.2678%	0.0780%	1.6815%	0.0444%	0.7351%	0.1256%	32.9703%
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	0.2281%	0.1247%	0.3155%	3.2699%	0.4466%	0.0687%	4.5517%	0.0772%	1.6033%	0.0463%	0.6780%	0.1446%	32.8582%
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	0.2254%	0.0547%	0.1919%	5.6198%	0.2164%	0.9511%	1.009%	1.0676%	1.1009%	0.1980%	0.2559%	1.4539%	30.0178%
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	0.383%	0.0570%	0.1340%	5.2019%	0.3406%	0.7963%	0.8309%	0.2829%	0.4374%	0.4580%	0.4812%	1.7792%	31.6147%
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	0.6589%	0.0637%	0.2479%	5.6207%	0.315%	0.3549%	0.3813%	0.7928%	0.8201%	0.4579%	0.4944%	1.3482%	32.3694%
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	0.5115%	0.0678%	0.1539%	5.2400%	0.3149%	0.9436%	0.9822%	0.9559%	0.9813%	0.1239%	0.1729%	1.4839%	33.5758%
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	0.33%	0.1870%	0.3349%	5.5351%	0.3168%	0.5658%	0.7152%	0.3168%	0.4929%	0.5876%	1.3194%	0.5876%	34.3083%
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	0.4143%	0.0750%	0.1102%	5.4591%	0.0833%	0.2069%	0.6893%	0.5715%	0.8363%	0.1902%	0.5675%	0.8508%	35.2022%
M01	Vectorial	5KHz	55Hz	0.1972%	0.0954%	0.2556%	5.3920%	0.0836%	0.2156%	2.1276%	0.3034%	1.6252%	0.1330%	0.5364%	0.5364%	34.2010%

Carga- MOTOR	Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_1_norm	SgH_2_norm	SgH_3_norm	SgH_3_norm	PIHBDD_5	PIHBDD_7	gH_7_norm	PIHBDD_11	gH_11_norm	PIHBDD_1_5_7_11	PHFD_fc_1			
M01	Vectorial	5KHz	55Hz	3.52%	0.0957%	0.1032%	0.2876%	4.4683%	0.1112%	0.0693%	3.8564%	0.0622%	1.9238%	0.0539%	0.5082%	0.2687%	33.1303%	
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	0.33%	0.0727%	0.1181%	0.2084%	4.4128%	0.0694%	0.0517%	4.0068%	0.0479%	1.7972%	0.0484%	0.6070%	0.1078%	32.8745%	
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	4.39%	0.0744%	0.0970%	0.2408%	3.3406%	0.0844%	0.0425%	4.3671%	0.0444%	1.7108%	0.0310%	0.7935%	0.1034%	32.7057%	
M01	PCE	4KHz	40Hz	0.42%	0.2467%	0.2918%	0.2889%	5.7170%	0.3424%	0.3762%	0.5738%	0.4256%	0.6167%	0.3328%	0.5096%	0.7023%	43.3879%	
M01	PCE	4KHz	40Hz	3.83%	0.3084%	0.2667%	0.3003%	4.5972%	0.3713%	0.3920%	0.5704%	0.4355%	0.6427%	0.3436%	0.5303%	0.7206%	44.2608%	
M01	PCE	4KHz	45Hz	0.37%	0.2469%	0.2289%	0.3406%	5.7593%	0.4316%	0.4208%	0.6655%	0.4747%	0.7115%	0.3525%	0.5509%	0.7544%	38.6929%	
M01	PCE	4KHz	45Hz	3.56%	0.2779%	0.2222%	0.3528%	4.7871%	0.4443%	0.4238%	0.6887%	0.4836%	0.7407%	0.3609%	0.5707%	0.7706%	38.4986%	
M01	PCE	4KHz	50Hz	0.33%	0.2963%	0.1949%	0.4281%	5.7824%	0.5428%	0.5192%	1.0262%	0.5448%	1.1893%	0.3963%	1.0589%	0.8752%	35.1875%	
M01	PCE	4KHz	50Hz	3.13%	0.3239%	0.2841%	0.4224%	4.9843%	0.5539%	0.4562%	1.3175%	0.3829%	1.3611%	0.3829%	1.0369%	0.8045%	35.0579%	
M01	PCE	4KHz	55Hz	3.52%	0.3421%	0.2717%	0.4845%	5.0406%	0.6002%	0.5332%	1.8155%	0.5119%	1.5662%	0.3611%	0.9287%	0.8580%	34.5434%	
M01	PCE	4KHz	55Hz	3.52%	0.3821%	0.2657%	0.4957%	3.9776%	0.6158%	0.4936%	2.0198%	0.5171%	1.7357%	0.3419%	0.8595%	0.8307%	34.5367%	
M01	PCE	4KHz	60Hz	0.33%	0.3646%	0.2823%	0.5430%	3.8164%	0.6567%	0.5458%	1.6874%	0.5134%	0.3387%	0.9976%	0.8797%	0.8917%	34.7089%	
M01	PCE	4KHz	60Hz	4.39%	0.3742%	0.2804%	0.5465%	2.8739%	0.6512%	0.5515%	1.9814%	0.5712%	1.6780%	0.3415%	0.8973%	0.8917%	34.6622%	
M01	PCN	4KHz	40Hz	0.42%	0.2621%	0.3314%	0.2860%	5.9981%	0.3270%	0.3642%	0.5510%	0.6076%	0.6076%	0.5130%	0.6896%	0.6896%	42.5704%	
M01	PCN	4KHz	40Hz	3.83%	0.2966%	0.3463%	0.2868%	5.3920%	0.3699%	0.3948%	0.5980%	0.4386%	0.6649%	0.3687%	0.5462%	0.7398%	40.5952%	
M01	PCN	4KHz	45Hz	0.37%	0.2727%	0.2052%	0.3271%	5.9557%	0.4057%	0.4615%	0.6994%	0.4562%	0.6814%	0.3514%	0.5475%	0.7714%	36.0728%	
M01	PCN	4KHz	45Hz	3.56%	0.3959%	0.2600%	0.3543%	5.5349%	0.4694%	0.4789%	0.6943%	0.5327%	1.0594%	0.4045%	0.5966%	0.8623%	38.8717%	
M01	PCN	4KHz	50Hz	0.33%	0.3007%	0.2776%	0.4025%	5.9841%	0.5498%	0.4880%	0.9130%	0.5035%	0.8272%	0.3555%	0.7909%	0.8178%	35.9874%	
M01	PCN	4KHz	50Hz	3.13%	0.3266%	0.2357%	0.4280%	5.4366%	0.5398%	0.5087%	1.8520%	0.5071%	1.6513%	0.3533%	0.9009%	0.8294%	34.5053%	
M01	PCN	4KHz	55Hz	0.36%	0.3504%	0.2728%	0.4646%	5.0673%	0.5869%	0.5161%	1.8163%	0.5296%	1.6111%	0.3577%	0.9151%	0.8523%	34.4977%	
M01	PCN	4KHz	55Hz	3.58%	0.3712%	0.2621%	0.4803%	4.0562%	0.6270%	0.4946%	2.0467%	0.5202%	1.6729%	0.3653%	0.8753%	0.8404%	34.4883%	
M01	PCN	4KHz	60Hz	0.33%	0.3736%	0.2521%	0.5615%	4.1364%	0.6943%	0.5568%	1.9710%	0.5337%	1.6479%	0.3297%	0.8871%	0.8715%	34.4319%	
M01	PCN	4KHz	60Hz	4.39%	0.3961%	0.2667%	0.5353%	3.0479%	0.6839%	0.5497%	2.2388%	0.5302%	1.7401%	0.3416%	0.8435%	0.8703%	34.4052%	
M01	VBD	10KH	40Hz	0.42%	0.4218%	0.5283%	0.4139%	2.5636%	0.4603%	0.4428%	0.9066%	0.4966%	0.9576%	0.5466%	0.9647%	0.9647%	21.7310%	
M01	VBD	10KH	40Hz	3.83%	0.4263%	0.4396%	0.3971%	3.1999%	0.3915%	0.3541%	0.7442%	0.3750%	0.7255%	0.3817%	0.6740%	0.7788%	21.8364%	
M01	VBD	10KH	45Hz	0.37%	0.4428%	0.3760%	0.4088%	2.6247%	0.4302%	0.3456%	0.7721%	0.4001%	0.8286%	0.3666%	0.6637%	0.7730%	21.7210%	
M01	VBD	10KH	45Hz	3.56%	0.5828%	0.4343%	0.4619%	3.8830%	0.3622%	0.3796%	1.0445%	0.3669%	0.3669%	0.7953%	0.8620%	0.8620%	21.7415%	
M01	VBD	10KH	50Hz	0.33%	0.4555%	0.3147%	0.4304%	2.6308%	0.4401%	0.3495%	0.9002%	0.3580%	0.7918%	0.3170%	0.6533%	0.7573%	21.5652%	
M01	VBD	10KH	50Hz	3.13%	0.2647%	0.1559%	0.2333%	5.2768%	0.2316%	0.2167%	1.1337%	0.2189%	1.8718%	0.2125%	0.9499%	0.4571%	19.9594%	
M01	VBD	10KH	55Hz	0.36%	0.5425%	0.3787%	0.4969%	2.8196%	0.4977%	0.3707%	1.5782%	0.4435%	0.8781%	0.3288%	0.5967%	0.8482%	21.6116%	
M01	VBD	10KH	55Hz	3.58%	0.2627%	0.1486%	0.2470%	4.0606%	0.2432%	0.1825%	1.7952%	0.1798%	2.2649%	0.1795%	0.7269%	0.3791%	19.5266%	
M01	VBD	10KH	60Hz	0.33%	0.3506%	0.2405%	0.3508%	3.0840%	0.3655%	0.2665%	1.4398%	0.2707%	0.6935%	0.2878%	0.9120%	0.5957%	20.7391%	
M01	VBN	10KH	40Hz	4.39%	0.2724%	0.1696%	0.2865%	2.9079%	0.2528%	0.1683%	2.0249%	0.1681%	2.2420%	0.1977%	0.7522%	0.3902%	19.5924%	
M01	VBN	10KH	40Hz	0.37%	0.3981%	0.4119%	0.3814%	3.3646%	0.4213%	0.4037%	0.7814%	0.4472%	0.8540%	0.4408%	0.7300%	0.8370%	21.8758%	
M01	VBN	10KH	40Hz	3.83%	0.4672%	0.4184%	0.4185%	2.7488%	0.4137%	0.4077%	0.8497%	0.4146%	0.8055%	0.4361%	0.7759%	0.8516%	22.0169%	
M01	VBN	10KH	45Hz	0.37%	0.5276%	0.4357%	0.4630%	4.7624%	0.4693%	0.3635%	1.4009%	0.3905%	0.8205%	0.3810%	0.6792%	0.7983%	21.6195%	
M01	VBN	10KH	45Hz	3.56%	0.5612%	0.4174%	0.4714%	4.0925%	0.4757%	0.3697%	0.8801%	0.3716%	1.0765%	0.3419%	0.8294%	0.7808%	21.7265%	
M01	VBN	10KH	50Hz	0.33%	0.2735%	0.1826%	0.2469%	6.1221%	0.2560%	0.1944%	0.3943%	0.2095%	1.4935%	0.2088%	0.9148%	0.4335%	20.0883%	
M01	VBN	10KH	50Hz	3.13%	0.2577%	0.1665%	0.2268%	5.3555%	0.2321%	0.1770%	1.4252%	0.1932%	2.0386%	0.1891%	0.8478%	0.3846%	19.5572%	
M01	VBN	10KH	55Hz	0.36%	0.2373%	0.1337%	0.2447%	5.1481%	0.2414%	0.1761%	1.7034%	0.1716%	2.0573%	0.1768%	0.5961%	0.3659%	19.2805%	
M01	VBN	10KH	55Hz	3.52%	0.2557%	0.1567%	0.2495%	4.1449%	0.2350%	0.1708%	1.9037%	0.1784%	2.3246%	0.1893%	0.3877%	0.3877%	19.2410%	
M01	VBN	10KH	60Hz	0.33%	0.2601%	0.1478%	0.2504%	3.6143%	0.2663%	0.1865%	1.9746%	0.1739%	1.9746%	0.1948%	0.7127%	0.3825%	19.5273%	
M01	VBN	10KH	60Hz	4.39%	0.2825%	0.1530%	0.2678%	2.8066%	0.1614%	0.1614%	1.9715%	0.1692%	2.2278%	0.1889%	0.3614%	0.3614%	19.2710%	
M01	Red		50Hz	0.40%	0.0307%	0.0138%	0.0188%	5.7297%	0.0193%	0.0233%	1.4865%	0.0225%	1.2843%	0.0057%	0.1292%	0.0611%	0.0188%	
M01	Red		50Hz	4.33%	0.0388%	0.0201%	0.1922%	4.4576%	0.0309%	0.0309%	0.0338%	1.2927%	0.0084%	0.1387%	0.0694%	0.0223%	0.0223%	
sin motor					0.0344%	0.0131%	0.1922%	4.4576%	0.0309%	0.0309%	0.0338%	1.2927%	0.0084%	0.1387%	0.0694%	0.0223%	0.0223%	
sin motor					0.0312%	0.0137%	0.1714%	0.0158%	0.0158%	0.0158%	0.0158%	0.0158%	0.0158%	0.0158%	0.0158%	0.0158%	0.0158%	0.0158%

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	"s" desliza.	PHFD_fc_2	PHFD_fc_3	PHFD_fc_4	PIHBBDX2fc_1	PIHBBDX2fc_5	PIHBBDX2fc_7	PIHBBDX2fc_11	PIHBBDX4fc_1	PIHBBDX4fc_5	PIHBBDX4fc_7	PIHBBDX4fc_11
M04	Escal	3KHz	40Hz	0.42%	38,1758%	18,7323%	25,4559%	34,9290%	2,2082%	0,8302%	0,2692%	22,1984%	1,9251%	2,7734%	1,2167%
M04	Escal	3KHz	40Hz	3.83%	33,4924%	16,0425%	22,9569%	29,4718%	2,1692%	0,7554%	0,2215%	19,7518%	1,2830%	2,6400%	1,3055%
M04	Escal	3KHz	45Hz	0.37%	25,4223%	11,7085%	16,8343%	19,2710%	1,1283%	0,3982%	0,5651%	13,3552%	0,3314%	1,1477%	0,8602%
M04	Escal	3KHz	45Hz	3.33%	23,0644%	10,5307%	14,7728%	15,7255%	2,9619%	1,0691%	0,3260%	10,5206%	0,6215%	2,8277%	2,0075%
M04	Escal	3KHz	50Hz	0.40%	18,6670%	9,9732%	10,2710%	10,7927%	0,9416%	0,4433%	0,1287%	3,9663%	0,3257%	0,6924%	0,7771%
M04	Escal	3KHz	50Hz	3.13%	17,4365%	10,8861%	8,8462%	5,5326%	1,3905%	0,9033%	0,1168%	2,1613%	0,4122%	0,6519%	1,2569%
M04	Escal	3KHz	55Hz	0.36%	16,4082%	10,8458%	8,1134%	4,0187%	1,5440%	1,2649%	0,2448%	1,1641%	0,4762%	0,3494%	1,3125%
M04	Escal	3KHz	55Hz	3.45%	16,3673%	10,8204%	8,0862%	3,9731%	1,2208%	1,0008%	0,2028%	1,1709%	0,3969%	0,2655%	1,0130%
M04	Escal	3KHz	60Hz	0.39%	16,4297%	10,8756%	8,0510%	4,0291%	1,7669%	1,5598%	0,2732%	1,2339%	0,5632%	0,4253%	1,5539%
M04	Escal	3KHz	60Hz	4.39%	16,3262%	10,8183%	7,9928%	3,9520%	1,9367%	1,6800%	0,3073%	1,2059%	0,6407%	0,4540%	1,6710%
M04	Escal	4KHz	40Hz	0.42%	39,7871%	19,9208%	26,2926%	36,8773%	1,4326%	1,2268%	0,4375%	23,0995%	1,8127%	1,5231%	0,6841%
M04	Escal	4KHz	40Hz	3.83%	36,2887%	17,9638%	24,6748%	32,8449%	3,0778%	1,3448%	0,4630%	21,3949%	2,2685%	3,5180%	1,8149%
M04	Escal	4KHz	45Hz	0.37%	25,1984%	11,8903%	16,8285%	19,1349%	1,3749%	1,2252%	0,3586%	13,3686%	1,4152%	1,5455%	0,6580%
M04	Escal	4KHz	45Hz	3.33%	21,4098%	9,8289%	13,5527%	13,1589%	4,5298%	1,5178%	0,6967%	8,6496%	1,1585%	4,1032%	2,9440%
M04	Escal	4KHz	50Hz	0.40%	19,2419%	9,6476%	10,9899%	8,9729%	1,5825%	0,8345%	0,5268%	5,1155%	0,5947%	1,4851%	1,3036%
M04	Escal	4KHz	50Hz	3.13%	18,0003%	10,3709%	9,6357%	6,8431%	1,2273%	0,8465%	0,1349%	3,2855%	0,4705%	1,1527%	1,0461%
M04	Escal	4KHz	55Hz	0.36%	16,2359%	10,7366%	8,0037%	3,8614%	0,6120%	0,5217%	0,1156%	1,0678%	0,1649%	0,1630%	0,5459%
M04	Escal	4KHz	55Hz	3.39%	16,1984%	10,7106%	7,9851%	3,8297%	0,6057%	0,5165%	0,1202%	1,0623%	0,1692%	0,1586%	0,5434%
M04	Escal	4KHz	60Hz	0.39%	16,2132%	10,7679%	7,9286%	3,8480%	0,6042%	0,5154%	0,1746%	1,0686%	0,1678%	0,1641%	0,5398%
M04	Escal	4KHz	60Hz	4.39%	16,1886%	10,7553%	7,9190%	3,8083%	1,2426%	1,0607%	0,2601%	1,0613%	0,3185%	0,2877%	1,0960%
M04	Escal	5KHz	40Hz	0.42%	39,1144%	19,7955%	26,0892%	36,1421%	1,8125%	0,9246%	0,6915%	22,8348%	1,4671%	2,4983%	1,1847%
M04	Escal	5KHz	40Hz	3.83%	33,6151%	16,5181%	23,2113%	29,6657%	4,9204%	1,9173%	0,6663%	19,6841%	3,0088%	5,9761%	2,6633%
M04	Escal	5KHz	45Hz	0.37%	24,9715%	12,0810%	16,8356%	18,8816%	1,1747%	1,1747%	0,3617%	13,4444%	1,6006%	1,5288%	1,1304%
M04	Escal	5KHz	45Hz	3.33%	22,0794%	10,5490%	14,4404%	14,4527%	5,5787%	1,8801%	0,7973%	9,8949%	1,0890%	4,9872%	3,5246%
M04	Escal	5KHz	50Hz	0.40%	18,8491%	9,8292%	10,7344%	8,3358%	1,5534%	1,1468%	0,4065%	4,7199%	0,8104%	1,6947%	1,2846%
M04	Escal	5KHz	50Hz	3.13%	17,4509%	10,7573%	9,1247%	5,9494%	2,2232%	1,3818%	0,1966%	2,5852%	0,8237%	1,4580%	2,0054%
M04	Escal	5KHz	55Hz	0.36%	16,1065%	10,6712%	7,9486%	3,7878%	0,8170%	0,6815%	0,1463%	1,0278%	0,2160%	0,2133%	0,7400%
M04	Escal	5KHz	55Hz	3.52%	16,0650%	10,6363%	7,9182%	3,7550%	1,0002%	0,8513%	0,1850%	1,0190%	0,2614%	0,2382%	0,8990%
M04	Escal	5KHz	60Hz	0.39%	16,2355%	10,7470%	7,9245%	3,9069%	0,9705%	0,8098%	0,1586%	1,0674%	0,2452%	0,2603%	0,8792%
M04	Escal	5KHz	60Hz	4.39%	16,1587%	10,7110%	7,8971%	3,8440%	0,8228%	0,6892%	0,1417%	1,0523%	0,2237%	0,2129%	0,7437%
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	0.42%	49,5445%	24,8251%	28,6208%	47,3159%	3,1590%	1,0148%	0,2880%	24,4038%	4,7912%	4,3724%	1,4079%
M04	Vectorial	3KHz	40Hz	3.83%	43,0451%	21,3876%	27,3707%	40,2130%	3,7070%	1,1355%	0,3337%	23,6514%	4,0202%	4,7240%	1,7881%
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	0.37%	34,4569%	16,7010%	23,5047%	30,6952%	0,9332%	0,3127%	0,4470%	20,4723%	0,6320%	1,1462%	0,5794%
M04	Vectorial	3KHz	45Hz	3.56%	27,5590%	12,7385%	18,6748%	22,1061%	2,1655%	0,7485%	0,4719%	15,2687%	0,6357%	2,3434%	1,4852%
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	0.40%	25,3460%	11,7287%	16,7055%	19,1044%	0,9572%	0,3652%	0,1167%	13,1982%	0,2253%	0,9914%	0,6360%
M04	Vectorial	3KHz	50Hz	3.13%	20,8668%	9,6518%	12,7467%	12,0290%	2,0956%	0,7460%	0,1389%	7,5152%	0,5830%	1,9194%	1,4203%
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	0.36%	18,2776%	10,4148%	9,7622%	6,9423%	2,7701%	1,5039%	0,1681%	3,2596%	0,8625%	1,6778%	2,3382%
M04	Vectorial	3KHz	55Hz	3.52%	16,8728%	11,0621%	8,3930%	4,5591%	0,7900%	0,6074%	0,1764%	1,4422%	0,2769%	0,4862%	0,7428%
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	0.39%	16,8176%	11,0283%	8,3719%	4,5464%	1,4401%	1,0196%	0,2814%	1,4945%	0,4039%	0,4918%	1,2282%
M04	Vectorial	3KHz	60Hz	4.39%	16,5432%	10,9586%	8,1397%	4,1203%	1,5252%	1,1968%	0,2368%	1,2378%	0,3717%	0,4708%	1,2912%
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	0.42%	47,2677%	23,9058%	28,3219%	45,1320%	1,4716%	1,0031%	0,6370%	24,5723%	2,1290%	2,3712%	0,8379%
M04	Vectorial	4KHz	40Hz	3.83%	40,7877%	20,4371%	26,6669%	37,8768%	3,0932%	1,5814%	0,5150%	23,1261%	3,3177%	3,9726%	1,5399%
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	0.37%	35,0628%	17,3388%	23,9980%	31,4850%	1,9417%	1,0039%	0,4652%	20,9638%	1,3205%	2,0289%	1,1915%
M04	Vectorial	4KHz	45Hz	3.56%	27,6739%	12,9890%	18,9819%	22,2814%	5,2433%	2,0529%	0,6265%	15,3764%	1,7333%	5,4880%	3,0408%
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	0.40%	25,0640%	11,7793%	16,6362%	18,8813%	1,7588%	1,2418%	0,3764%	13,1428%	1,4206%	1,8501%	0,9801%
M04	Vectorial	4KHz	50Hz	3.13%	20,1448%	9,4517%	12,3379%	10,9145%	2,9715%	1,0644%	0,6609%	6,6396%	0,8787%	2,7238%	2,1490%
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	0.36%	18,2499%	10,3257%	9,8276%	7,0257%	1,2518%	0,8537%	0,1895%	3,4693%	0,6089%	1,0868%	1,0607%
M04	Vectorial	4KHz	55Hz	3.52%	16,6312%	10,9650%	8,2283%	4,3223%	0,6954%	0,5521%	0,1251%	1,3012%	0,2094%	0,2574%	0,6465%
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	0.39%	16,4854%	10,9336%	8,1029%	4,1087%	0,6780%	0,5517%	0,1644%	1,1805%	0,1895%	0,2086%	0,6187%
M04	Vectorial	4KHz	60Hz	4.39%	16,2065%	10,7712%	7,9428%	1,4014%	1,1889%	0,2815%	1,0860%	0,3546%	0,3194%	1,2277%	0,9664%
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	0.42%	49,3026%	25,2748%	28,8086%	47,3161%	2,0039%	1,4869%	0,4224%	24,7720%	3,0899%	2,2237%	0,9664%
M04	Vectorial	5KHz	40Hz	3.83%	42,3041%	21,6155%	27,3084%	39,4213%	5,0181%	1,7207%	0,9906%	23,6058%	4,8872%	5,9316%	2,4311%
M04	Vectorial	5KHz	45Hz	0.37%	35,1224%	17,5178%	24,0431%	31,6277%	1,7703%	1,1797%	0,7064%	20,9147%	1,7294%	2,7591%	1,1319%

Car-ga-MOTOR	Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	PHFD_fc_2	PHFD_fc_3	PHFD_fc_4	PIHBBdx2fc_1	PIHBBdx2fc_5	PIHBBdx2fc_7	PIHBBdx2fc_11	PIHBBdx4fc_1	PIHBBdx4fc_5	PIHBBdx4fc_7	PIHBBdx4fc_11
M04	Vectorial	5KHz	45Hz	3.56%	27.9330%	13.4377%	19.4025%	22.5114%	9.2210%	3.3364%	0.4434%	15.9654%	2.5111%	7.2838%	4.0007%
M04	Vectorial	5KHz	50Hz	0.40%	22.7065%	10.9754%	14.6469%	15.4846%	1.4955%	0.6480%	0.6336%	10.8442%	1.0125%	1.1381%	1.1180%
M04	Vectorial	5KHz	50Hz	1.13%	18.9888%	9.6619%	11.1307%	3.8433%	3.8433%	1.6608%	4.9107%	1.1226%	3.0229%	2.6130%	2.6130%
M04	Vectorial	5KHz	55Hz	0.36%	17.5762%	10.6602%	9.1972%	6.1214%	1.3673%	0.9871%	0.1736%	2.7394%	0.6630%	1.1711%	1.2072%
M04	Vectorial	5KHz	55Hz	3.52%	16.5088%	10.9170%	8.1475%	4.2275%	1.1415%	0.9048%	0.1571%	1.2888%	0.3037%	0.3747%	1.0558%
M04	Vectorial	5KHz	60Hz	0.39%	16.1277%	10.6779%	3.8140%	1.0840%	0.8605%	0.1840%	1.0393%	0.2665%	0.2625%	0.9705%	0.9705%
M04	Vectorial	5KHz	60Hz	4.39%	15.9746%	10.5916%	7.7659%	3.6946%	0.7998%	0.6900%	0.1697%	1.0250%	0.2254%	0.1896%	0.7120%
M04	PCE	4KHz	40Hz	0.42%	28.7379%	24.9633%	22.5116%	7.3812%	10.2128%	5.7123%	4.4222%	4.0767%	4.4222%	6.0887%	4.5849%
M04	PCE	4KHz	40Hz	3.83%	27.7908%	24.2771%	21.9230%	7.1781%	9.6791%	5.6748%	4.3764%	3.9887%	4.4230%	6.0521%	4.4347%
M04	PCE	4KHz	45Hz	0.37%	21.0848%	16.7003%	15.3513%	5.0529%	4.6230%	4.0491%	2.9819%	2.8413%	3.2229%	3.3016%	2.8540%
M04	PCE	4KHz	45Hz	3.33%	20.7389%	16.1716%	14.9884%	5.0165%	2.9569%	3.9124%	2.7207%	3.1530%	3.2524%	3.2524%	2.8780%
M04	PCE	4KHz	50Hz	0.40%	17.3036%	11.16134%	9.2642%	5.4927%	4.5395%	4.0042%	3.2177%	2.1552%	2.0083%	2.1889%	1.6730%
M04	PCE	4KHz	50Hz	3.13%	17.3036%	11.16134%	8.8772%	5.6160%	4.5764%	3.8872%	3.4179%	2.0836%	1.8121%	2.1016%	1.4663%
M04	PCE	4KHz	55Hz	0.36%	16.9985%	10.7240%	7.5619%	5.5097%	4.8553%	4.1269%	3.5434%	1.3592%	1.3592%	1.4168%	1.3746%
M04	PCE	4KHz	55Hz	3.45%	16.9770%	10.6489%	7.4493%	5.5679%	4.9138%	3.9871%	3.4512%	1.4984%	1.3821%	1.3960%	1.3166%
M04	PCE	4KHz	60Hz	0.39%	17.0362%	10.6519%	7.3765%	3.3784%	3.1288%	2.9643%	2.4366%	1.5730%	1.3140%	1.3877%	1.2868%
M04	PCE	4KHz	60Hz	4.39%	16.9158%	10.4821%	7.2022%	3.3221%	3.1361%	3.0943%	2.4867%	1.4620%	1.2811%	1.4212%	1.2198%
M04	PCN	4KHz	40Hz	0.42%	26.8496%	22.8497%	21.4482%	6.8159%	9.9517%	5.2590%	4.1691%	3.8376%	4.2918%	5.8394%	4.5152%
M04	PCN	4KHz	40Hz	3.83%	23.8615%	19.9915%	18.5138%	5.8843%	8.5394%	4.7365%	3.7177%	3.3258%	3.7717%	5.0172%	3.7361%
M04	PCN	4KHz	45Hz	0.37%	20.4106%	15.6489%	14.1080%	4.8029%	4.3130%	3.9127%	2.9213%	2.6606%	2.9631%	2.9537%	2.5795%
M04	PCN	4KHz	45Hz	3.41%	18.4087%	13.1648%	11.2359%	4.4770%	3.9565%	3.4948%	2.8216%	2.1604%	2.2149%	2.2804%	1.9713%
M04	PCN	4KHz	50Hz	0.40%	17.2177%	11.0706%	8.4105%	5.5474%	4.8132%	4.1942%	3.3775%	1.9046%	1.6464%	1.8389%	1.4818%
M04	PCN	4KHz	50Hz	3.13%	16.9585%	10.8154%	7.5983%	5.0010%	5.0010%	4.0303%	3.6245%	1.5742%	1.4170%	1.3912%	1.3233%
M04	PCN	4KHz	55Hz	0.36%	16.9519%	10.6529%	7.5220%	5.5939%	4.9404%	4.0760%	3.5044%	1.5068%	1.3883%	1.3601%	1.2861%
M04	PCN	4KHz	55Hz	3.45%	16.9064%	10.6154%	7.4299%	5.4789%	5.0598%	4.0511%	3.5604%	1.4291%	1.3621%	1.3221%	1.2812%
M04	PCN	4KHz	60Hz	0.39%	16.8768%	10.5280%	7.2556%	3.3645%	3.1648%	2.9828%	2.3520%	1.5124%	1.2526%	1.4129%	1.2412%
M04	PCN	4KHz	60Hz	4.39%	16.8611%	10.4019%	7.1068%	3.3130%	3.1169%	2.9002%	2.4244%	1.4589%	1.2010%	1.4294%	1.2168%
M04	VBD	10KHz	40Hz	0.42%	22.5445%	11.9234%	supera fmax.	2.5851%	3.8032%	4.3078%	8.6821%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	40Hz	3.83%	17.8416%	10.8431%	supera fmax.	2.1216%	2.9601%	3.1239%	1.7419%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	45Hz	0.37%	11.3001%	7.7358%	supera fmax.	1.2811%	1.9758%	1.9373%	1.9373%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	45Hz	3.33%	9.9408%	7.1116%	supera fmax.	1.5751%	1.5951%	1.7397%	1.6317%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	50Hz	0.40%	6.8741%	4.9891%	supera fmax.	1.3901%	1.2126%	1.2879%	0.9949%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	50Hz	3.13%	6.6622%	4.9285%	supera fmax.	1.4186%	1.0843%	1.1807%	0.9975%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	55Hz	0.36%	11.6894%	8.2092%	supera fmax.	1.7678%	1.8811%	2.0284%	1.7403%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	55Hz	3.45%	6.3545%	4.8638%	supera fmax.	1.3080%	0.9868%	0.9168%	0.9259%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	60Hz	0.39%	7.6119%	5.5630%	supera fmax.	1.5440%	1.1755%	1.1491%	1.1359%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBD	10KHz	60Hz	4.39%	6.2875%	4.8873%	supera fmax.	1.2780%	0.9392%	0.8869%	0.9640%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	40Hz	0.42%	21.2535%	11.6327%	supera fmax.	2.3923%	3.4832%	4.0906%	8.3949%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	40Hz	3.83%	20.7494%	11.4683%	supera fmax.	2.3097%	3.4157%	3.8787%	8.3138%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	45Hz	0.37%	14.5699%	9.6654%	supera fmax.	1.8709%	2.5504%	2.7427%	2.8114%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	45Hz	3.48%	13.7912%	9.3372%	supera fmax.	1.8106%	2.1818%	2.5196%	2.3836%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	50Hz	0.40%	6.8323%	5.0064%	supera fmax.	1.4358%	1.1250%	1.3044%	0.9625%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	50Hz	3.13%	6.4060%	4.7515%	supera fmax.	1.4467%	1.0840%	1.1269%	0.9696%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	55Hz	0.36%	6.4205%	4.7355%	supera fmax.	1.3386%	0.9756%	0.8865%	0.9535%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	55Hz	3.45%	6.2691%	4.7777%	supera fmax.	1.3086%	1.0048%	0.8611%	0.8863%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	60Hz	0.39%	6.4822%	4.9159%	supera fmax.	1.2759%	1.0001%	0.9306%	0.9880%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	VBN	10KHz	60Hz	4.39%	6.3475%	4.8688%	supera fmax.	1.2932%	0.9699%	0.9065%	0.9435%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M04	Red		50Hz	0.47%	0.0062%	0.0106%	0.0104%	0.0011%	0.0009%	0.0009%	0.0010%	0.0009%	0.0010%	0.0011%	0.0029%
M04	Red		50Hz	4.33%	0.0063%	0.0082%	0.0096%	0.0010%	0.0010%	0.0008%	0.0010%	0.0020%	0.0010%	0.0011%	0.0011%
M01	Escalor	3KHz	40Hz	0.42%	39.5480%	19.5331%	26.0801%	36.3971%	3.1073%	1.0675%	2.8796%	2.8796%	2.8796%	3.9244%	1.6533%
M01	Escalor	3KHz	40Hz	3.83%	36.1360%	17.5984%	24.4722%	32.5806%	1.9053%	0.6534%	0.2102%	21.2564%	1.4077%	2.3964%	1.0823%
M01	Escalor	3KHz	45Hz	0.37%	26.2186%	12.1422%	17.5041%	20.3173%	1.0973%	0.3871%	0.4977%	14.1157%	0.3628%	1.0923%	0.8327%
M01	Escalor	3KHz	45Hz	3.41%	24.6508%	11.2811%	16.2023%	18.1285%	0.9918%	0.3519%	0.4441%	12.4567%	0.3844%	0.9987%	0.7834%

Carga-MOTOR	Control	FREC. CONIM.	FREC. FUND.	"s" desliza.	PHFD_fc_2	PHFD_fc_3	PHFD_fc_4	PIHBBDx2fc_1	PIHBBDx2fc_5	PIHBBDx2fc_7	PIHBBDx2fc_11	PIHBBDx4fc_1	PIHBBDx4fc_5	PIHBBDx4fc_7	PIHBBDx4fc_11
M01	Escal	3KHz	50Hz	0.33%	18,8288%	9,9404%	10,3646%	7,9217%	1,1707%	0,5419%	0,1090%	4,0760%	0,4071%	0,8507%	0,9460%
M01	Escal	3KHz	50Hz	3.13%	18,2738%	10,4592%	9,7613%	6,8260%	0,9885%	0,5337%	0,1445%	3,2217%	0,3380%	0,6250%	0,8731%
M01	Escal	3KHz	55Hz	0.36%	16,4609%	10,8753%	8,1352%	4,0453%	1,0768%	0,8776%	0,1876%	1,1771%	0,3802%	0,2985%	0,9261%
M01	Escal	3KHz	55Hz	3.45%	16,4218%	10,8504%	8,1045%	3,9911%	1,4306%	1,1820%	0,2459%	1,1664%	0,4489%	0,3498%	1,2213%
M01	Escal	3KHz	60Hz	0.33%	16,5647%	10,9618%	8,1379%	4,1050%	1,5757%	1,3032%	0,2255%	1,2660%	0,4904%	0,4591%	1,4321%
M01	Escal	3KHz	60Hz	4.39%	16,4680%	10,8947%	8,0742%	4,1015%	1,7678%	1,4556%	0,2825%	1,3050%	0,6082%	0,4676%	1,6087%
M01	Escal	4KHz	40Hz	0.42%	36,7347%	18,2890%	24,8942%	33,4371%	1,7017%	1,1021%	0,4042%	21,8493%	1,3630%	1,5172%	1,0131%
M01	Escal	4KHz	40Hz	3.83%	34,1022%	16,7773%	23,4551%	30,3651%	1,6865%	0,8835%	0,5495%	20,3639%	1,0305%	1,8084%	1,1348%
M01	Escal	4KHz	45Hz	0.37%	25,9829%	12,1870%	17,4455%	20,0961%	1,5026%	1,2582%	0,4483%	14,0428%	1,4621%	1,7757%	0,7882%
M01	Escal	4KHz	45Hz	3.41%	24,5714%	11,5696%	16,3624%	18,1775%	1,7972%	1,3059%	0,2703%	12,5967%	1,4192%	1,8913%	1,0309%
M01	Escal	4KHz	50Hz	0.33%	18,8418%	10,0700%	10,4120%	7,9390%	1,4559%	0,8728%	0,3379%	4,1849%	0,6746%	1,3063%	1,2017%
M01	Escal	4KHz	50Hz	3.13%	17,8483%	10,8148%	9,1756%	5,9463%	0,8834%	0,6903%	0,1537%	2,5756%	0,4634%	0,7704%	0,8255%
M01	Escal	4KHz	55Hz	0.36%	16,3560%	10,8150%	8,0715%	3,9489%	0,8803%	0,7321%	0,1455%	1,1093%	0,2211%	0,2375%	0,7982%
M01	Escal	4KHz	55Hz	3.45%	16,2428%	10,7369%	8,0011%	3,8408%	0,8339%	0,7064%	0,1525%	1,0649%	0,2161%	0,2059%	0,7456%
M01	Escal	4KHz	60Hz	0.33%	16,2920%	10,8053%	7,9745%	3,8950%	0,8714%	0,7360%	0,1999%	1,0997%	0,2300%	0,2267%	0,7787%
M01	Escal	4KHz	60Hz	4.39%	16,1764%	10,7543%	7,9161%	3,7992%	1,1292%	0,9748%	0,2534%	1,0822%	0,2957%	0,2550%	0,9948%
M01	Escal	5KHz	40Hz	0.42%	37,0076%	18,5921%	25,0707%	33,7993%	1,4988%	0,9870%	0,7208%	21,9235%	1,4093%	2,3759%	1,0627%
M01	Escal	5KHz	40Hz	3.83%	34,9693%	17,3946%	24,0046%	31,4483%	1,7860%	1,2396%	0,7027%	20,7295%	1,7215%	2,9627%	1,0896%
M01	Escal	5KHz	45Hz	0.37%	26,0495%	12,5981%	17,7970%	20,3454%	2,1450%	1,3790%	0,2992%	14,4668%	1,7862%	1,9385%	1,1891%
M01	Escal	5KHz	45Hz	3.41%	25,1463%	12,1353%	17,1591%	19,1043%	2,7268%	1,4025%	0,4136%	13,5110%	1,6580%	2,5239%	1,7310%
M01	Escal	5KHz	50Hz	0.33%	17,7277%	10,5685%	9,4474%	6,4641%	1,8102%	1,1998%	0,1518%	3,0280%	0,7524%	1,4735%	1,5797%
M01	Escal	5KHz	50Hz	3.13%	17,2829%	10,9486%	8,8991%	5,4588%	1,1084%	0,8343%	0,2111%	2,2079%	0,4982%	0,8182%	1,0134%
M01	Escal	5KHz	55Hz	0.36%	16,1229%	10,6742%	7,9495%	3,7738%	1,0374%	0,8780%	0,1786%	1,0243%	0,2616%	0,2547%	0,9357%
M01	Escal	5KHz	55Hz	3.45%	16,0923%	10,6481%	7,9225%	3,7440%	0,9820%	0,8388%	0,1810%	1,0163%	0,2565%	0,2333%	0,8787%
M01	Escal	5KHz	60Hz	0.33%	16,1670%	10,6956%	7,8815%	3,8341%	1,1300%	0,8391%	0,1300%	1,0527%	0,1970%	0,2063%	0,6829%
M01	Escal	5KHz	60Hz	4.39%	16,1220%	10,6943%	7,8661%	3,7999%	0,8172%	0,6885%	0,1478%	1,0522%	0,2338%	0,2093%	0,7381%
M01	Vectorial	3KHz	40Hz	0.42%	44,6403%	22,3411%	27,8196%	42,1729%	1,3830%	0,4986%	0,2545%	24,2605%	1,7255%	1,9016%	0,7389%
M01	Vectorial	3KHz	40Hz	3.83%	38,0835%	18,6873%	25,4299%	34,8388%	1,4385%	0,5180%	0,2467%	22,2345%	1,2198%	1,8614%	0,7964%
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	0.37%	31,5271%	15,0689%	21,6522%	27,1644%	1,2068%	0,4638%	0,3102%	18,5746%	0,6369%	1,3796%	0,8699%
M01	Vectorial	3KHz	45Hz	3.41%	26,3318%	12,1209%	17,6745%	22,4833%	1,5632%	0,5596%	0,5387%	14,1747%	0,4384%	1,6677%	1,1278%
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	0.33%	21,3137%	9,8335%	12,9083%	12,7400%	1,6548%	0,6237%	0,1443%	8,1259%	0,4540%	1,5003%	1,1106%
M01	Vectorial	3KHz	50Hz	3.13%	18,4423%	10,1750%	10,0004%	7,3793%	1,0749%	0,5341%	0,1443%	3,6166%	0,3709%	0,7419%	0,9109%
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	0.36%	17,4605%	10,9034%	8,9301%	5,5468%	1,1863%	0,7633%	0,1512%	2,1688%	0,3814%	0,6069%	1,1208%
M01	Vectorial	3KHz	55Hz	3.39%	16,6559%	10,9954%	8,2313%	4,2299%	0,9648%	0,7848%	0,1720%	1,2545%	0,3306%	0,3272%	0,8313%
M01	Vectorial	3KHz	60Hz	0.33%	16,4763%	10,9087%	8,0966%	4,1175%	0,7872%	0,6258%	0,2168%	1,3012%	0,2008%	0,3196%	0,6343%
M01	Vectorial	3KHz	60Hz	4.39%	16,3723%	10,8330%	8,0118%	4,0080%	1,6164%	1,3187%	0,3411%	1,2294%	0,3605%	0,5091%	1,3548%
M01	Vectorial	4KHz	40Hz	0.42%	46,0303%	23,2840%	28,0921%	43,8158%	1,1391%	1,0192%	0,6145%	24,4542%	1,8135%	2,0280%	0,6381%
M01	Vectorial	4KHz	40Hz	3.83%	39,3976%	19,7466%	26,1256%	36,4344%	1,7303%	1,3489%	0,4629%	22,8616%	1,9527%	1,9617%	0,9218%
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	0.37%	30,8156%	14,8145%	21,2663%	26,4170%	1,3558%	0,7609%	0,6538%	18,2372%	0,9708%	1,9120%	0,9834%
M01	Vectorial	4KHz	45Hz	3.41%	25,7674%	12,1328%	17,4369%	19,8978%	1,8118%	1,3593%	0,3802%	13,8578%	1,4306%	2,1539%	1,0915%
M01	Vectorial	4KHz	50Hz	0.33%	22,2166%	10,4064%	13,9004%	14,3793%	1,9873%	0,9385%	0,4564%	9,6742%	1,6693%	1,3170%	1,1070%
M01	Vectorial	4KHz	50Hz	3.13%	18,7036%	9,8454%	10,5161%	8,0455%	1,4622%	0,8625%	0,3263%	4,2770%	0,5966%	1,3838%	1,2486%
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	0.36%	17,2302%	10,8880%	8,7723%	5,3098%	0,7467%	0,5907%	0,1996%	2,0649%	0,3897%	0,5641%	0,6838%
M01	Vectorial	4KHz	55Hz	3.45%	16,4921%	10,9029%	8,1308%	4,0942%	0,8214%	0,6723%	0,1352%	1,1792%	0,2214%	0,2438%	0,7521%
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	0.33%	16,2877%	10,8102%	7,9819%	3,8766%	0,6118%	0,5159%	0,1513%	1,0888%	0,1670%	0,1716%	0,5511%
M01	Vectorial	4KHz	60Hz	4.39%	16,2081%	10,7694%	7,9367%	3,8305%	1,0050%	0,8564%	0,2227%	2,2651%	0,2651%	0,2424%	0,8918%
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	0.42%	44,7460%	22,9634%	28,0992%	42,3491%	2,2903%	1,2306%	0,5120%	24,4600%	2,7967%	2,6211%	1,3007%
M01	Vectorial	5KHz	40Hz	3.83%	37,3622%	18,7525%	25,2496%	34,1768%	2,0888%	1,0893%	0,7427%	21,9265%	1,7953%	3,1249%	1,2945%
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	0.37%	30,9108%	15,0196%	21,6420%	26,5480%	2,2405%	1,5774%	0,5658%	18,2629%	2,0882%	2,8857%	1,2608%
M01	Vectorial	5KHz	45Hz	3.41%	25,7157%	12,4281%	17,6470%	3,2246%	3,2246%	1,6017%	0,3736%	14,0146%	1,7706%	3,1826%	2,0377%
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	0.33%	21,9687%	10,4516%	13,9127%	14,1712%	2,3654%	0,9301%	0,8213%	9,6952%	0,8464%	2,1921%	1,7954%
M01	Vectorial	5KHz	50Hz	3.13%	18,7064%	9,9274%	10,6000%	8,0579%	1,5832%	1,1988%	0,3091%	4,3485%	0,6792%	1,8587%	1,3028%
M01	Vectorial	5KHz	55Hz	0.36%	17,1807%	10,8541%	8,7781%	5,3917%	1,3678%	0,9871%	0,2046%	2,1482%	0,5304%	0,9095%	1,2561%

Carga- MOTOR	Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	PHFD_fc_2	PHFD_fc_3	PHFD_fc_4	PIHBBdx2fc_1	PIHBBdx2fc_5	PIHBBdx2fc_7	PIHBBdx2fc_11	PIHBBdx4fc_1	PIHBBdx4fc_5	PIHBBdx4fc_7	PIHBBdx4fc_11
M01	Vectorial	5KHz	55Hz	3.52%	16.3841%	10.8451%	8.0722%	4.0365%	1.1938%	0.9718%	0.1688%	1.1437%	0.3061%	0.3452%	1.0909%
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	0.33%	16.2693%	10.7789%	7.9738%	3.9282%	0.8317%	0.6887%	0.1420%	1.0937%	0.2223%	0.2387%	0.7625%
M01	Vectorial	5KHz	60Hz	4.39%	16.1704%	10.7155%	7.8962%	6.9793%	1.0878%	0.9173%	0.1826%	1.0551%	0.2746%	0.2662%	0.9770%
M01	PCE	4KHz	40Hz	0.42%	27.3770%	24.2312%	21.8691%	6.9793%	9.6443%	5.9032%	4.1591%	3.9452%	4.3218%	6.0666%	4.5198%
M01	PCE	4KHz	40Hz	3.83%	28.2621%	24.8694%	22.2797%	7.2277%	10.1152%	5.6346%	4.4206%	4.0298%	4.8653%	6.0111%	4.4412%
M01	PCE	4KHz	45Hz	0.37%	19.9975%	15.5040%	14.1627%	4.8628%	4.1448%	3.6917%	2.9533%	3.0043%	3.0157%	3.0157%	2.6371%
M01	PCE	4KHz	45Hz	3.56%	19.8508%	15.0169%	13.4850%	4.8733%	4.1543%	3.7907%	2.9882%	2.4538%	2.7656%	2.6927%	2.6165%
M01	PCE	4KHz	50Hz	0.33%	17.1264%	10.9654%	7.9427%	5.6403%	4.9017%	4.1112%	3.5307%	1.7591%	1.5615%	1.4976%	1.4551%
M01	PCE	4KHz	50Hz	3.13%	17.1024%	10.9337%	7.8010%	5.6285%	5.0189%	4.1359%	3.4976%	1.5823%	1.5151%	1.4843%	1.3886%
M01	PCE	4KHz	55Hz	0.36%	16.9525%	10.6340%	7.4781%	5.4755%	4.8648%	4.0743%	3.5307%	1.5084%	1.4125%	1.3226%	1.2959%
M01	PCE	4KHz	55Hz	3.52%	16.9308%	10.6247%	7.4075%	5.6052%	4.9510%	3.9528%	3.5142%	1.3633%	1.4923%	1.3311%	1.2907%
M01	PCE	4KHz	60Hz	0.33%	17.0202%	10.5469%	7.3271%	3.3603%	3.1339%	3.0162%	2.3881%	1.5571%	1.3554%	1.4016%	1.2314%
M01	PCE	4KHz	60Hz	4.39%	16.9958%	10.5018%	7.2040%	3.3552%	3.0674%	3.0024%	2.4391%	1.5037%	1.2259%	1.4662%	1.2508%
M01	PCN	4KHz	40Hz	0.42%	25.9402%	22.4599%	20.7426%	6.4423%	9.2918%	4.8927%	4.1283%	3.6945%	4.1283%	5.4605%	4.3253%
M01	PCN	4KHz	40Hz	3.83%	23.0995%	19.0716%	17.6201%	5.9036%	8.5619%	4.6225%	3.5227%	3.2257%	3.5837%	4.9786%	3.5121%
M01	PCN	4KHz	45Hz	0.37%	19.5750%	14.6324%	13.0603%	4.7640%	4.1149%	3.7053%	2.7941%	2.5503%	2.6605%	2.7134%	2.4444%
M01	PCN	4KHz	45Hz	3.56%	17.7372%	12.1377%	10.1258%	4.2246%	3.6380%	3.4043%	2.8776%	2.1113%	1.8155%	1.9269%	1.6944%
M01	PCN	4KHz	50Hz	0.33%	17.1856%	11.2473%	8.5854%	5.8055%	4.4229%	3.8923%	3.3357%	2.0290%	1.7438%	1.8766%	1.5006%
M01	PCN	4KHz	50Hz	3.13%	17.0352%	10.8724%	7.6819%	5.8127%	4.7041%	3.8971%	3.7959%	1.4454%	1.4404%	1.4404%	1.3053%
M01	PCN	4KHz	55Hz	0.36%	16.8940%	10.6217%	7.4830%	5.5782%	4.6477%	3.8761%	3.5054%	1.5365%	1.4126%	1.3604%	1.2487%
M01	PCN	4KHz	55Hz	3.58%	16.9178%	10.6140%	7.4356%	5.3750%	5.0137%	4.0076%	3.3687%	1.4276%	1.3482%	1.3035%	1.2607%
M01	PCN	4KHz	60Hz	0.33%	16.8811%	10.4644%	7.1960%	3.4346%	3.1741%	3.0360%	2.4405%	1.5404%	1.2532%	1.3933%	1.2459%
M01	PCN	4KHz	60Hz	4.39%	16.8293%	10.4214%	7.1428%	3.4157%	3.1248%	2.9806%	2.4436%	1.4196%	1.2245%	1.4972%	1.2440%
M01	VBD	10KH	40Hz	0.42%	23.4549%	12.0989%	supera fmax.	2.7818%	4.1399%	4.6053%	8.7495%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	40Hz	3.83%	19.6819%	11.3613%	supera fmax.	2.1713%	3.1936%	3.6876%	8.0382%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	45Hz	0.37%	20.1731%	11.4763%	supera fmax.	2.4836%	3.2435%	3.8293%	3.7357%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	45Hz	3.56%	13.8353%	9.4275%	supera fmax.	1.9068%	2.1887%	2.4749%	2.8233%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	50Hz	0.33%	17.2451%	10.6471%	supera fmax.	2.2701%	2.9065%	6.8191%	3.1370%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	50Hz	3.13%	6.6870%	4.9472%	supera fmax.	1.4085%	1.0679%	1.2326%	1.0429%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	55Hz	0.36%	13.2060%	9.1908%	supera fmax.	1.8705%	2.2906%	2.5215%	1.9618%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	55Hz	3.58%	6.3074%	4.8427%	supera fmax.	1.3269%	0.9723%	0.8671%	0.9307%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	60Hz	0.33%	8.5605%	6.2454%	supera fmax.	1.5770%	1.3639%	1.3865%	1.3019%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBD	10KH	60Hz	4.39%	6.3081%	4.8331%	supera fmax.	1.2657%	0.9478%	0.8942%	0.9829%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	40Hz	0.42%	21.3811%	11.6496%	supera fmax.	2.4473%	3.5455%	4.1769%	8.2753%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	40Hz	3.83%	21.0479%	11.5949%	supera fmax.	2.4246%	3.7561%	3.9053%	8.4742%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	45Hz	0.37%	13.9575%	9.4506%	supera fmax.	1.8361%	2.3064%	2.5797%	2.4207%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	45Hz	3.56%	13.0795%	9.1155%	supera fmax.	1.7101%	2.0744%	2.3013%	2.1524%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	50Hz	0.33%	7.0094%	5.0494%	supera fmax.	1.4659%	1.1275%	1.3725%	1.0059%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	50Hz	3.13%	6.4883%	4.8226%	supera fmax.	1.3928%	1.0765%	1.1038%	0.9491%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	55Hz	0.36%	6.4498%	4.8028%	supera fmax.	1.3171%	0.9707%	0.8807%	0.9186%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	55Hz	3.52%	6.2593%	4.8490%	supera fmax.	1.2457%	0.9702%	0.9045%	0.9160%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	60Hz	0.33%	6.5586%	4.8632%	supera fmax.	1.2999%	0.9919%	0.9022%	1.0055%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	VBN	10KH	60Hz	4.39%	6.3529%	4.9095%	supera fmax.	1.3711%	0.9468%	0.9161%	1.0255%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
M01	Red		50Hz	0.40%	0.0079%	0.0112%	0.0093%	0.0013%	0.0010%	0.0007%	0.0008%	0.0011%	0.0010%	0.0017%	0.0015%
M01	Red		50Hz	4.33%	0.0082%	0.0110%	0.0093%	0.0016%	0.0016%	0.0010%	0.0009%	0.0010%	0.0011%	0.0010%	0.0039%
Sin motor	Red				0.0073%	0.0087%	0.0091%	0.0009%	0.0009%	0.0008%	0.0008%	0.0008%	0.0008%	0.0008%	0.0008%
Sin motor	Red				0.0058%	0.0116%	0.0089%	0.0014%	0.0008%	0.0008%	0.0008%	0.0008%	0.0008%	0.0008%	0.0063%

ANEXO II .- PARÁMETROS DIFERENCIA entre MOTORES.

Seguidamente se muestran las diferencias porcentuales halladas entre todos las tasas y parámetros definidos en el capítulo 5, tras procesar los datos procedentes de los ensayos realizados en esta tesis mediante el algoritmo descrito en el mismo capítulo, y cuyos resultados más destacados se exponen dentro del apartado 6.3.6.

Cada uno de los diferentes porcentajes se halla mediante la diferencia entre el parámetro o tasa obtenido para el motor con una barra de rotor rota (*MO1*) menos el mismo parámetro o tasa hallado para el motor sano (*MO4*), tomando este último valor como referencia o cien por cien.

Anexo II.1 – Parámetros Diferencia de INTENSIDAD.

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	F.F. (M01-M04)%	THD I f (M01-M04)%	THDS I f (M01-M04)%	THF I f (M01-M04)%	WTHD I f (M01-M04)%	TIHDg I f (M01-M04)%	TIHDS I f (M01-M04)%	THDg I f (M01-M04)%	TH IHDg I f (M01-M04)%	TH IHDs I f (M01-M04)%	TH IHS I f (M01-M04)%	TIHDg I f (M01-M04)%	TIHDS I f (M01-M04)%
Escalator	3KHz	40Hz	0.42%	-0.008%	-6.597%	-12.776%	-6.424%	5.915%	-6.428%	-7.060%	-5.426%	-6.547%	-6.606%	1.901%	1.901%	1.646%
Escalator	3KHz	40Hz	3.83%	0.475%	-12.776%	-12.361%	-6.269%	6.269%	-63.332%	-63.650%	-50.266%	-60.333%	-60.498%	2.647%	2.648%	-34.172%
Escalator	3KHz	45Hz	0.37%	-0.015%	-5.942%	-5.956%	-5.677%	4.956%	42.894%	45.416%	-1.263%	10.808%	10.800%	1.037%	1.037%	2.428%
Escalator	3KHz	45Hz	3.33%	1.020%	-20.918%	-20.112%	-23.454%	-73.867%	-73.867%	-74.068%	-57.706%	-71.536%	-71.620%	2.323%	2.333%	-46.596%
Escalator	3KHz	50Hz	0.40%	0.013%	-20.580%	-20.377%	-20.570%	-21.708%	-8.272%	-9.520%	-19.307%	-18.026%	-18.203%	1.235%	1.235%	0.934%
Escalator	3KHz	50Hz	3.13%	1.341%	-37.202%	-37.380%	-36.359%	-35.620%	-58.826%	-58.919%	-50.391%	-56.179%	-56.227%	2.409%	2.412%	-42.401%
Escalator	3KHz	55Hz	0.36%	0.031%	-5.024%	-5.011%	-4.995%	-4.366%	18.817%	19.010%	-4.438%	-3.104%	-3.105%	0.684%	0.684%	2.443%
Escalator	3KHz	55Hz	3.45%	0.090%	-4.504%	-4.511%	-4.419%	-4.311%	-12.482%	-12.856%	-4.678%	-7.001%	-7.009%	0.158%	0.157%	-2.570%
Escalator	3KHz	60Hz	0.39%	0.052%	-6.734%	-6.715%	-6.686%	-6.947%	19.827%	19.769%	-6.434%	-5.044%	-5.049%	1.040%	1.040%	2.270%
Escalator	3KHz	60Hz	4.39%	1.816%	-7.213%	-7.159%	-5.527%	-8.345%	-68.166%	-68.420%	-25.729%	-52.455%	-52.530%	-1.250%	-1.246%	-53.019%
Escalator	4KHz	40Hz	0.005%	0.005%	-9.726%	-9.726%	-9.722%	4.483%	-6.413%	-6.413%	-8.336%	-8.618%	-8.670%	0.176%	0.176%	-0.128%
Escalator	4KHz	40Hz	3.83%	1.263%	-19.539%	-24.184%	-18.522%	-20.032%	-71.783%	-71.983%	-64.879%	-69.981%	-70.069%	0.731%	0.734%	-65.162%
Escalator	4KHz	45Hz	0.37%	-0.005%	-10.980%	-10.444%	-10.985%	4.269%	17.134%	18.520%	-6.176%	-0.117%	-0.113%	0.997%	0.997%	1.859%
Escalator	4KHz	45Hz	3.33%	1.888%	-26.896%	-39.751%	-25.516%	-34.941%	-78.740%	-78.909%	-65.546%	-77.080%	-77.136%	5.933%	5.952%	-61.681%
Escalator	4KHz	50Hz	0.40%	-0.010%	15.435%	15.424%	15.424%	21.619%	2.360%	2.373%	13.173%	10.672%	10.693%	-0.110%	-0.110%	0.043%
Escalator	4KHz	50Hz	3.13%	0.905%	27.251%	28.505%	28.403%	29.524%	-51.926%	-52.070%	-29.224%	-44.252%	-44.325%	-4.340%	-4.340%	-41.343%
Escalator	4KHz	55Hz	0.36%	0.073%	-7.760%	-7.747%	-7.693%	-7.186%	11.231%	11.337%	-7.475%	-6.474%	-6.479%	0.549%	0.549%	1.864%
Escalator	4KHz	55Hz	3.39%	-0.040%	-4.378%	-4.344%	-4.416%	-4.112%	42.862%	42.565%	-3.527%	-3.646%	-3.504%	-0.237%	-0.239%	12.414%
Escalator	4KHz	60Hz	0.42%	0.044%	-4.405%	-4.388%	-4.193%	-4.193%	6.729%	6.407%	-4.281%	-3.803%	-3.811%	0.692%	0.692%	1.220%
Escalator	4KHz	60Hz	4.39%	1.246%	-1.474%	-1.953%	-0.246%	-1.921%	-69.033%	-69.387%	-17.045%	-4.641%	-4.641%	-1.564%	-1.561%	-54.575%
Escalator	5KHz	40Hz	0.37%	0.005%	-7.035%	-6.692%	-7.031%	4.193%	-10.624%	-10.624%	-5.641%	-7.994%	-8.016%	0.037%	0.037%	-0.522%
Escalator	5KHz	40Hz	3.83%	2.349%	-39.522%	-44.753%	-38.102%	-57.639%	-80.831%	-80.994%	-74.384%	-79.231%	-79.305%	7.277%	7.285%	-67.685%
Escalator	5KHz	45Hz	0.37%	-0.007%	-2.943%	-2.662%	-2.950%	8.912%	2.892%	3.066%	-1.723%	-0.497%	-0.439%	1.728%	1.729%	1.812%
Escalator	5KHz	45Hz	3.33%	1.615%	-25.022%	-37.133%	-23.811%	-35.303%	-75.997%	-76.125%	-63.614%	-74.152%	-74.190%	6.016%	6.034%	-60.166%
Escalator	5KHz	50Hz	0.40%	0.044%	61.822%	61.245%	61.811%	41.714%	-36.444%	-37.577%	48.287%	30.736%	30.746%	-0.935%	-0.935%	-4.979%
Escalator	5KHz	50Hz	3.13%	2.769%	13.858%	11.981%	17.011%	3.136%	-72.849%	-72.965%	-48.993%	-64.554%	-64.598%	0.900%	0.903%	-65.045%
Escalator	5KHz	55Hz	0.36%	0.023%	-3.860%	-3.045%	-3.038%	-2.384%	13.360%	13.360%	-2.799%	-2.009%	-2.013%	0.419%	0.419%	2.432%
Escalator	5KHz	55Hz	3.52%	-0.092%	-2.859%	-2.807%	-2.949%	-2.471%	75.704%	75.915%	-1.659%	8.677%	8.513%	-0.806%	-0.808%	23.856%
Escalator	5KHz	60Hz	0.39%	0.027%	-1.153%	-1.147%	-1.126%	-0.519%	-22.822%	-23.185%	-1.590%	-3.012%	-3.011%	1.753%	1.753%	-2.216%
Escalator	5KHz	60Hz	4.39%	1.628%	-2.611%	-3.174%	-3.417%	-74.693%	-1.026%	-1.026%	-22.567%	-53.185%	-53.257%	-2.584%	-2.580%	-62.812%
Vectorial	3KHz	40Hz	0.42%	0.048%	1.508%	1.034%	1.552%	19.041%	9.593%	11.800%	5.238%	4.845%	5.092%	-5.786%	-5.785%	-5.352%
Vectorial	3KHz	40Hz	3.83%	1.488%	-34.469%	-40.054%	-33.494%	-51.404%	-81.996%	-82.232%	-71.736%	-79.750%	-79.868%	-3.397%	-3.393%	-56.354%
Vectorial	3KHz	45Hz	0.050%	0.050%	1.379%	0.755%	1.429%	17.424%	-23.829%	-25.003%	-3.628%	-11.565%	-11.631%	-4.880%	-4.880%	-5.615%
Vectorial	3KHz	45Hz	3.56%	0.443%	-9.123%	-15.803%	-8.720%	-7.199%	-69.095%	-69.533%	-41.864%	-64.820%	-64.975%	-1.233%	-1.230%	-31.841%
Vectorial	3KHz	50Hz	0.40%	0.041%	12.949%	12.737%	12.995%	42.395%	12.249%	12.031%	12.424%	12.758%	12.673%	-5.041%	-5.041%	-4.741%
Vectorial	3KHz	50Hz	3.13%	1.360%	8.077%	-0.045%	9.547%	-26.843%	-73.484%	-73.624%	-58.209%	-69.145%	-69.231%	-5.412%	-5.410%	-50.008%
Vectorial	3KHz	55Hz	0.36%	-0.082%	42.293%	41.884%	42.177%	33.004%	41.136%	43.856%	40.702%	42.061%	42.174%	-3.496%	-3.496%	-1.192%
Vectorial	3KHz	55Hz	3.52%	-0.137%	8.908%	8.929%	8.759%	10.595%	52.862%	52.790%	9.424%	17.818%	17.623%	0.044%	0.043%	9.574%
Vectorial	3KHz	60Hz	0.39%	-0.096%	12.880%	12.849%	12.771%	13.987%	-4.680%	-4.357%	12.376%	11.518%	11.536%	-1.313%	-1.313%	-1.513%
Vectorial	3KHz	60Hz	4.39%	1.360%	2.997%	2.277%	4.398%	0.898%	-76.617%	-77.005%	-17.264%	-50.599%	-50.671%	-1.577%	-1.577%	-52.700%
Vectorial	4KHz	40Hz	0.42%	0.020%	7.393%	6.737%	7.415%	26.017%	0.839%	1.255%	4.863%	4.548%	4.515%	-3.856%	-3.856%	-3.653%
Vectorial	4KHz	40Hz	3.83%	0.745%	-27.359%	-32.161%	-26.818%	-45.643%	-77.745%	-78.092%	-61.401%	-74.105%	-74.247%	-0.386%	-0.386%	-48.522%
Vectorial	4KHz	45Hz	0.37%	0.038%	-0.773%	-1.074%	-1.074%	-7.359%	-3.434%	-3.583%	-3.238%	-2.354%	-2.459%	-5.788%	-5.788%	-5.631%
Vectorial	4KHz	45Hz	3.56%	1.138%	-22.554%	-31.784%	-21.673%	-32.323%	-74.951%	-75.163%	-56.257%	-72.696%	-72.762%	-0.320%	-0.310%	-53.314%
Vectorial	4KHz	50Hz	0.40%	0.031%	2.848%	4.253%	2.881%	35.979%	-22.467%	-27.123%	-0.035%	-9.904%	-10.076%	-3.642%	-3.642%	-4.431%
Vectorial	4KHz	50Hz	3.13%	1.711%	-21.574%	-12.309%	23.653%	-12.153%	-76.680%	-76.802%	-59.190%	-71.712%	-71.770%	-4.857%	-4.854%	-59.681%
Vectorial	4KHz	55Hz	0.36%	-0.108%	59.841%	59.082%	59.668%	53.148%	32.920%	35.004%	54.918%	53.977%	54.016%	-4.771%	-4.771%	-1.977%
Vectorial	4KHz	55Hz	3.52%	-0.020%	5.349%	5.328%	6.875%	5.119%	-6.360%	-7.103%	2.526%	6.442%	6.442%	-0.439%	-0.440%	-2.183%
Vectorial	4KHz	60Hz	0.39%	-0.059%	5.494%	5.485%	5.432%	6.494%	14.315%	14.833%	5.584%	5.998%	6.001%	-1.062%	-1.062%	0.138%
Vectorial	4KHz	60Hz	4.39%	1.673%	-1.877%	-2.577%	-0.235%	-3.588%	-74.010%	-74.286%	-21.481%	-52.547%	-52.607%	-0.046%	-0.042%	-59.484%
Vectorial	5KHz	40Hz	0.42%	0.041%	2.103%	1.267%	2.145%	21.365%	-10.659%	-11.453%	-0.462%	-4.129%	-4.140%	-7.380%	-7.380%	-7.380%
Vectorial	5KHz	40Hz	3.83%	0.918%	-27.002%	-31.781%	-26.332%	-43.708%	-80.884%	-81.339%	-64.304%	-77.000%	-77.180%	-4.134%	-4.131%	-55.870%
Vectorial	5KHz	45Hz	0.37%	0.040%	-3.157%	-3.497%	-3.119%	16.898%	-18.466%	-19.122%	-7.159%	-12.377%	-12.401%	-5.488%	-5.488%	-6.558%

Anexo II. 1 – Parámetros Diferencia de INTENSIDAD.

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	F.F. (MO1-MO4)%	THD I f (MO1-MO4)%	THDS I f (MO1-MO4)%	THF I f (MO1-MO4)%	WTHD I f (MO1-MO4)%	TIHDq I f (MO1-MO4)%	TIHDS I f (MO1-MO4)%	THDG I f (MO1-MO4)%	TH IHDg I f (MO1-MO4)%	TH IHDs I f (MO1-MO4)%	TH IHDg I f (MO1-MO4)%	TH IHDs I f (MO1-MO4)%	TIHDg I f (MO1-MO4)%	TIHDS I f (MO1-MO4)%
Vectorial	5KHz	45Hz	3.56%	1.535%	-28.105%	-37.124%	-27.002%	-40.267%	-80.169%	-80.422%	-61.269%	-77.776%	-77.842%	-0.117%	-0.104%	-61.246%	-61.246%
Vectorial	5KHz	50Hz	0.40%	0.048%	8.176%	7.647%	8.227%	45.196%	-26.490%	-29.310%	1.849%	-5.972%	-6.085%	-7.634%	-7.634%	-8.573%	-8.573%
Vectorial	5KHz	50Hz	3.13%	1.689%	-20.846%	-23.972%	-19.509%	-36.370%	-81.079%	-81.283%	-67.420%	-81.717%	-81.717%	-1.429%	-1.427%	-63.797%	-63.797%
Vectorial	5KHz	55Hz	0.36%	-0.047%	15.473%	15.267%	15.426%	15.297%	24.961%	27.361%	14.813%	17.005%	17.050%	-3.579%	-3.579%	-0.810%	-0.810%
Vectorial	5KHz	55Hz	3.52%	0.017%	3.414%	3.406%	3.432%	4.676%	19.284%	-20.358%	3.059	-1.431%	-1.561%	-1.523%	-1.523%	-0.507%	-0.507%
Vectorial	5KHz	60Hz	0.39%	0.085%	-7.780%	-7.766%	-7.701%	-7.806%	7.881%	7.993%	-7.556%	-7.079%	-7.078%	0.243%	0.243%	0.921%	0.921%
Vectorial	5KHz	60Hz	4.39%	0.059%	-8.024%	-8.202%	-7.511%	-9.195%	-64.798%	-65.448%	-14.566%	-34.644%	-34.766%	2.881%	2.881%	-43.449%	-43.449%
PCE	4KHz	40Hz	0.42%	0.011%	-2.022%	-1.290%	-2.012%	0.918%	-0.661%	-0.674%	-1.066%	-1.159%	-1.061%	-1.127%	-1.127%	-1.369%	-1.369%
PCE	4KHz	40Hz	3.83%	0.485%	-12.098%	-12.363%	-11.671%	-18.972%	-64.561%	-67.120%	-38.449%	-60.876%	-61.053%	-0.175%	-0.174%	-32.898%	-32.898%
PCE	4KHz	45Hz	0.37%	0.066%	-3.508%	-3.483%	-3.502%	3.766%	1.729%	3.360%	0.019%	0.318%	0.239%	-1.035%	-1.035%	-0.548%	-0.548%
PCE	4KHz	45Hz	3.33%	0.081%	-8.513%	-8.130%	-8.513%	2.457%	-25.115%	-28.762%	-3.984%	-22.547%	-22.836%	-2.414%	-2.414%	-8.923%	-8.923%
PCE	4KHz	50Hz	0.017%	-0.017%	53.467%	34.389%	53.442%	32.608%	2.944%	2.188%	16.055%	14.610%	14.719%	-4.033%	-4.034%	-2.218%	-2.218%
PCE	4KHz	50Hz	3.13%	0.377%	77.318%	47.846%	77.966%	41.663%	-51.639%	-55.202%	-10.305%	-40.598%	-40.769%	-5.258%	-5.258%	-31.428%	-31.428%
PCE	4KHz	55Hz	0.36%	0.005%	-2.428%	-1.726%	-2.423%	1.778%	0.407%	0.090%	-1.472%	-0.923%	-0.923%	0.087%	0.087%	0.185%	0.185%
PCE	4KHz	55Hz	3.45%	0.227%	-3.615%	-2.981%	-3.396%	-5.557%	-32.850%	-35.238%	-5.212%	-24.851%	-25.007%	-0.694%	-0.694%	-18.232%	-18.232%
PCE	4KHz	60Hz	0.39%	0.003%	-1.563%	-1.392%	-1.560%	2.022%	1.054%	1.445%	-0.562%	0.119%	0.123%	-0.392%	-0.392%	0.044%	0.044%
PCE	4KHz	60Hz	4.39%	0.465%	-6.208%	-5.301%	-5.772%	-5.899%	-52.536%	-55.682%	-15.889%	-43.754%	-44.081%	-1.158%	-1.159%	-32.661%	-32.661%
PCN	4KHz	40Hz	0.01%	0.001%	-1.764%	-0.260%	-1.763%	7.844%	1.241%	1.176%	1.147%	0.261%	0.509%	-0.237%	-0.237%	-0.042%	-0.042%
PCN	4KHz	40Hz	3.83%	0.089%	-6.943%	-4.359%	-6.861%	2.226%	-36.172%	-41.566%	-5.341%	-30.927%	-31.551%	-0.990%	-0.991%	-11.416%	-11.416%
PCN	4KHz	45Hz	0.37%	0.007%	0.706%	0.132%	0.707%	5.841%	-0.059%	0.018%	-0.328%	0.140%	0.101%	-0.231%	-0.231%	-0.198%	-0.198%
PCN	4KHz	45Hz	3.41%	0.067%	19.814%	13.723%	19.895%	11.233%	-17.863%	-20.227%	7.000%	-13.092%	-13.086%	-3.431%	-3.430%	-9.174%	-9.174%
PCN	4KHz	50Hz	0.40%	-0.005%	3.752%	3.288%	3.747%	25.363%	0.257%	-0.254%	1.006%	1.099%	1.129%	0.366%	0.366%	0.337%	0.337%
PCN	4KHz	50Hz	3.13%	0.365%	-2.870%	-3.181%	-2.515%	-2.221%	-49.891%	-52.907%	-16.810%	-37.434%	-37.558%	-1.142%	-1.141%	-29.813%	-29.813%
PCN	4KHz	55Hz	0.004%	0.004%	-2.899%	-2.728%	-2.896%	2.022%	-1.744%	-1.815%	-2.820%	-2.298%	-2.292%	1.430%	1.430%	0.463%	0.463%
PCN	4KHz	55Hz	3.45%	0.157%	-4.223%	-3.660%	-4.073%	-2.372%	-28.195%	-31.079%	-5.413%	-20.215%	-20.385%	-1.160%	-1.161%	-13.988%	-13.988%
PCN	4KHz	60Hz	0.39%	0.017%	-2.305%	-1.978%	-2.305%	1.325%	2.083%	2.562%	-0.749%	0.182%	0.169%	-0.199%	-0.199%	0.490%	0.490%
PCN	4KHz	60Hz	4.39%	0.167%	-4.894%	-4.596%	-4.735%	-4.106%	-30.410%	-33.716%	-7.729%	-21.813%	-22.281%	-3.796%	-3.796%	-15.857%	-15.857%
VBD	10KHz	40Hz	0.42%	-0.096%	13.555%	12.016%	13.446%	9.109%	7.820%	10.186%	9.987%	10.497%	11.019%	5.811%	5.811%	5.916%	5.916%
VBD	10KHz	40Hz	3.83%	0.220%	6.740%	4.011%	6.975%	3.525%	-65.854%	-68.957%	-28.509%	-55.672%	-56.315%	3.844%	3.844%	18.742%	18.742%
VBD	10KHz	45Hz	0.37%	-0.513%	-14.009%	-9.931%	-14.450%	-12.995%	-0.821%	-0.772%	-3.427%	-6.413%	-5.983%	82.332%	82.332%	69.672%	69.672%
VBD	10KHz	45Hz	3.33%	-0.136%	-9.899%	-4.218%	-10.022%	-8.501%	1.950%	-3.109%	-0.463%	-6.879%	-2.064%	29.750%	29.743%	18.890%	18.890%
VBD	10KHz	50Hz	0.40%	-0.543%	-35.633%	-29.430%	-35.983%	-13.205%	32.981%	32.410%	-13.800%	-6.879%	-7.604%	115.563%	115.563%	100.651%	100.651%
VBD	10KHz	50Hz	3.13%	0.136%	-6.855%	-6.588%	-6.728%	-2.843%	-41.857%	-44.794%	-13.226%	-25.483%	-25.792%	-2.803%	-2.804%	-21.002%	-21.002%
VBD	10KHz	55Hz	0.36%	-0.193%	5.577%	6.117%	5.373%	6.933%	18.842%	17.946%	6.446%	15.245%	14.987%	9.873%	9.870%	12.235%	12.235%
VBD	10KHz	55Hz	3.45%	0.151%	-5.725%	-5.715%	-5.583%	-5.375%	-37.255%	-39.333%	-7.047%	-22.562%	-22.739%	-1.070%	-1.071%	-20.191%	-20.191%
VBD	10KHz	60Hz	0.145%	-0.145%	39.199%	31.530%	38.997%	80.506%	9.300%	9.804%	16.652%	16.867%	16.737%	11.112%	11.110%	10.612%	10.612%
VBD	10KHz	60Hz	4.39%	0.114%	-7.747%	-7.734%	-7.642%	-6.800%	-27.433%	-29.890%	-9.087%	-17.444%	-17.964%	-6.381%	-6.384%	-16.284%	-16.284%
VBN	10KHz	40Hz	0.42%	-0.033%	0.130%	0.319%	0.097%	-13.521%	8.539%	10.900%	1.722%	4.603%	4.605%	2.432%	2.432%	2.743%	2.743%
VBN	10KHz	40Hz	3.83%	0.175%	-5.901%	-6.185%	-5.736%	-20.785%	-56.649%	-59.927%	-21.812%	-47.730%	-48.194%	-2.053%	-2.053%	-13.902%	-13.902%
VBN	10KHz	45Hz	0.37%	-0.021%	23.926%	19.906%	23.900%	12.840%	7.115%	6.961%	12.723%	11.202%	11.078%	-2.062%	-2.063%	0.127%	0.127%
VBN	10KHz	45Hz	3.48%	0.228%	19.477%	11.993%	19.750%	10.274%	-36.220%	-38.509%	-5.090%	-30.686%	-30.934%	-2.422%	-2.419%	-18.634%	-18.634%
VBN	10KHz	50Hz	0.40%	0.017%	-11.106%	-10.402%	-11.091%	3.709%	-0.423%	-0.187%	-7.642%	-7.205%	-7.247%	0.338%	0.338%	0.167%	0.167%
VBN	10KHz	50Hz	3.13%	0.153%	-15.610%	-15.111%	-15.480%	-13.438%	-40.819%	-43.766%	-18.201%	-26.630%	-26.846%	-1.410%	-1.410%	-19.710%	-19.710%
VBN	10KHz	55Hz	0.36%	0.018%	-5.622%	-5.245%	-5.604%	-0.756%	-0.756%	-1.529%	-4.390%	-4.191%	-4.212%	0.975%	0.975%	0.470%	0.470%
VBN	10KHz	55Hz	3.45%	0.065%	-5.852%	-5.728%	-5.791%	-4.675%	-16.498%	-18.063%	-5.428%	-10.320%	-10.553%	-2.196%	-2.196%	-8.421%	-8.421%
VBN	10KHz	60Hz	0.39%	0.010%	-10.694%	-11.513%	-10.172%	-10.172%	6.308%	5.926%	-7.722%	-4.283%	-4.288%	2.813%	2.813%	3.877%	3.877%
VBN	10KHz	60Hz	4.39%	0.118%	-10.149%	-9.939%	-10.042%	-9.939%	-27.155%	-29.271%	-11.015%	-19.166%	-19.642%	-2.874%	-2.874%	-18.766%	-18.766%
Red	50Hz	50Hz	0.47%	0.021%	-12.156%	-12.152%	-12.138%	-10.326%	-18.815%	-18.980%	-12.391%	-12.850%	-12.852%	5.388%	5.388%	-18.724%	-18.724%
Red	50Hz	50Hz	4.33%	0.704%	-2.568%	-2.568%	0.196%	-10.469%	-38.804%	-38.988%	-33.945%	-37.024%	-37.176%	-34.523%	-34.522%	-38.803%	-38.803%

Anexo II. 1 – Parámetros Diferencia de INTENSIDAD.

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	TIHDS_I_IIHF (MO1-MO4)%	TNHDF (MO1-MO4)%	TH_IHDG_I_IIHF (MO1-MO4)%	TH_IHDS_I_IIHF (MO1-MO4)%	TDC (MO1-MO4)%	PBBDDq 5.7.11 (MO1-MO4)%	PBBDS 5.7.11 (MO1-MO4)%	PBBDDs 2.4.6 (MO1-MO4)%	SgIH_0_norm (MO1-MO4)%	PIHBBDD_1 (MO1-MO4)%	SgIH_1_norm (MO1-MO4)%	SgH_2_norm (MO1-MO4)%
Escalator	3KHZ	40Hz	0.42%	1.646%	1.637%	1.130%	1.128%	1.122%	-30.073%	-30.920%	-9.314%	-22.095%	8.503%	-12.037%	13.698%
Escalator	3KHZ	40Hz	3.83%	-34.142%	-33.862%	-33.554%	-33.562%	-33.241%	-28.060%	-29.567%	-8.516%	-65.569%	-48.520%	-64.517%	-61.355%
Escalator	3KHZ	45Hz	0.37%	2.413%	2.412%	1.931%	1.928%	1.916%	-30.123%	-31.249%	6.783%	59.350%	64.817%	57.584%	16.052%
Escalator	3KHZ	45Hz	3.33%	-46.301%	-46.053%	-46.030%	-45.907%	-45.480%	-34.420%	-32.106%	-68.383%	-75.690%	-52.198%	-75.192%	-71.688%
Escalator	3KHZ	50Hz	0.40%	0.908%	0.948%	-1.398%	-1.417%	-1.385%	-20.257%	-20.331%	21.008%	-7.292%	69.145%	-16.203%	33.914%
Escalator	3KHZ	50Hz	3.13%	-42.395%	-41.631%	-41.951%	-41.174%	-41.174%	-39.236%	-39.186%	-31.012%	-58.812%	-47.873%	-59.228%	-33.712%
Escalator	3KHZ	55Hz	0.36%	2.436%	2.474%	-1.484%	-1.484%	-1.454%	-5.553%	-5.562%	3.464%	16.729%	14.284%	33.481%	4.276%
Escalator	3KHZ	55Hz	3.45%	-4.628%	-4.458%	-4.526%	-4.440%	-4.440%	-4.757%	-4.766%	-3.476%	-13.068%	5.641%	-14.893%	-5.439%
Escalator	3KHZ	60Hz	4.39%	-53.065%	-52.167%	-44.004%	-44.037%	-42.987%	-6.956%	-6.959%	-29.477%	17.751%	-19.509%	-19.509%	-14.529%
Escalator	4KHZ	40Hz	0.42%	-0.165%	-0.133%	-0.929%	-0.934%	-0.933%	-34.903%	-36.650%	-0.915%	-18.089%	11.538%	-9.043%	50.517%
Escalator	4KHZ	40Hz	3.83%	-55.179%	-54.605%	-54.366%	-54.363%	-53.799%	-31.034%	-32.164%	-69.173%	-71.499%	-61.053%	-73.748%	-72.760%
Escalator	4KHZ	45Hz	0.37%	1.862%	1.853%	0.855%	0.856%	0.849%	-39.205%	-41.337%	4.127%	-2.236%	54.506%	26.590%	8.864%
Escalator	4KHZ	45Hz	3.33%	-61.494%	-60.959%	-61.000%	-60.913%	-60.264%	-33.947%	-29.668%	-77.055%	-79.322%	-67.877%	-80.402%	-78.392%
Escalator	4KHZ	50Hz	0.40%	0.039%	0.035%	1.551%	1.522%	1.542%	10.196%	10.327%	43.388%	2.370%	-1.312%	2.193%	122.229%
Escalator	4KHZ	50Hz	3.13%	-41.400%	-40.814%	-36.305%	-35.729%	-35.729%	24.279%	24.781%	-36.540%	-50.418%	-32.138%	-54.074%	-37.399%
Escalator	4KHZ	55Hz	0.36%	1.854%	1.939%	-4.192%	-4.122%	-4.122%	-8.388%	-8.391%	0.193%	11.664%	10.459%	20.542%	1.617%
Escalator	4KHZ	55Hz	3.39%	12.146%	12.371%	2.530%	2.427%	2.490%	-4.631%	-4.652%	11.781%	45.258%	20.443%	60.487%	13.222%
Escalator	4KHZ	60Hz	4.39%	-54.678%	-54.010%	-40.353%	-40.405%	-39.610%	-4.695%	-4.699%	20.025%	7.613%	92.725%	3.637%	1.836%
Escalator	5KHZ	40Hz	0.42%	-0.530%	-0.535%	-1.113%	-1.114%	-1.125%	-31.549%	-32.918%	33.074%	-36.650%	33.405%	-9.341%	21.477%
Escalator	5KHZ	40Hz	3.83%	-67.675%	-66.945%	-66.955%	-66.196%	-66.196%	-33.428%	-32.919%	-81.286%	-80.957%	-68.454%	-82.332%	-87.487%
Escalator	5KHZ	45Hz	0.37%	1.818%	1.806%	1.381%	1.391%	1.375%	-23.406%	-25.367%	-4.086%	-20.316%	34.913%	5.490%	-5.898%
Escalator	5KHZ	45Hz	3.33%	-59.954%	-59.524%	-59.337%	-59.243%	-58.682%	-30.600%	-26.803%	-76.327%	-76.801%	-64.115%	-77.510%	-77.203%
Escalator	5KHZ	50Hz	3.13%	-65.103%	-64.079%	-58.818%	-58.845%	-57.679%	17.516%	18.111%	62.969%	27.675%	-44.493%	-44.493%	16.161%
Escalator	5KHZ	55Hz	0.36%	2.423%	2.455%	-1.388%	-1.391%	-1.366%	-3.509%	-3.509%	11.642%	9.404%	34.046%	9.139%	17.823%
Escalator	5KHZ	55Hz	3.52%	23.504%	23.744%	6.494%	6.366%	6.396%	-3.054%	-3.078%	16.474%	83.489%	39.294%	116.184%	71.823%
Escalator	5KHZ	60Hz	0.39%	-2.229%	-2.190%	-1.544%	-1.544%	-1.518%	-1.437%	-1.434%	19.337%	-19.740%	-12.409%	-47.662%	21.728%
Escalator	5KHZ	60Hz	4.39%	-62.922%	-62.208%	-47.999%	-48.044%	-47.153%	-2.977%	-2.844%	-8.476%	-74.831%	-52.276%	-77.216%	-52.183%
Vectorial	3KHZ	40Hz	0.42%	-5.355%	-5.309%	-5.087%	-5.076%	-5.045%	-29.794%	-30.896%	11.585%	-35.149%	-17.042%	31.907%	11.667%
Vectorial	3KHZ	40Hz	3.83%	-56.262%	-55.707%	-55.865%	-55.212%	-55.212%	-31.606%	-32.034%	-78.781%	-83.813%	-71.149%	-82.388%	-84.161%
Vectorial	3KHZ	45Hz	0.37%	-5.605%	-5.569%	-5.369%	-5.371%	-5.322%	-28.711%	-29.073%	-3.134%	-15.646%	-38.245%	-33.703%	-3.491%
Vectorial	3KHZ	45Hz	3.56%	-31.573%	-31.540%	-31.238%	-31.142%	-30.934%	-26.761%	-25.671%	-48.381%	-74.701%	-50.252%	-68.938%	-52.137%
Vectorial	3KHZ	50Hz	0.40%	-4.783%	-4.699%	-4.001%	-4.012%	-3.959%	-42.133%	-43.522%	82.901%	11.831%	19.691%	20.474%	117.171%
Vectorial	3KHZ	50Hz	3.13%	-49.952%	-49.330%	-48.397%	-48.408%	-47.697%	26.363%	30.135%	-70.489%	-73.551%	-55.769%	-74.037%	-75.065%
Vectorial	3KHZ	55Hz	0.36%	-1.166%	-1.273%	6.046%	6.055%	5.961%	46.327%	46.565%	31.511%	52.555%	42.430%	76.481%	-36.222%
Vectorial	3KHZ	55Hz	3.52%	9.362%	9.428%	9.300%	9.189%	9.153%	8.439%	8.421%	30.607%	52.065%	48.658%	97.765%	45.499%
Vectorial	3KHZ	60Hz	0.39%	-1.489%	-1.606%	4.447%	4.454%	4.348%	12.990%	13.002%	27.083%	-1.493%	-39.135%	-11.871%	23.065%
Vectorial	3KHZ	60Hz	4.39%	-52.709%	-52.057%	-40.269%	-40.293%	-39.457%	4.018%	4.146%	-23.728%	-76.988%	-51.006%	-79.205%	-61.486%
Vectorial	4KHZ	40Hz	0.42%	-3.659%	-3.638%	-3.063%	-3.068%	-3.046%	-25.394%	-26.261%	-2.813%	8.855%	6.360%	-0.117%	25.818%
Vectorial	4KHZ	40Hz	3.83%	-48.412%	-48.152%	-47.800%	-47.793%	-47.422%	-25.927%	-26.263%	-79.463%	-82.575%	-65.253%	-77.215%	-86.932%
Vectorial	4KHZ	45Hz	0.37%	-5.649%	-5.593%	-5.417%	-5.429%	-5.378%	-36.583%	-37.967%	23.263%	-11.284%	-7.050%	-19.894%	19.894%
Vectorial	4KHZ	45Hz	3.56%	-53.086%	-52.784%	-52.569%	-52.480%	-52.025%	-31.433%	-28.437%	-72.139%	-78.272%	-55.458%	-74.499%	-72.947%
Vectorial	4KHZ	50Hz	0.40%	-4.538%	-4.401%	-4.143%	-4.155%	-4.113%	-28.788%	-30.426%	156.363%	-42.532%	28.300%	-42.839%	227.546%
Vectorial	4KHZ	50Hz	3.13%	-59.656%	-58.996%	-57.188%	-57.196%	-56.459%	28.015%	31.612%	-75.758%	-76.908%	-63.169%	-77.140%	-77.579%
Vectorial	4KHZ	55Hz	3.52%	-2.370%	-2.200%	1.048%	1.042%	1.032%	63.839%	64.403%	-10.376%	52.840%	40.095%	48.992%	-0.160%
Vectorial	4KHZ	55Hz	3.52%	-2.370%	-2.200%	1.048%	1.042%	1.032%	63.839%	64.403%	-10.376%	52.840%	40.095%	48.992%	-0.160%
Vectorial	4KHZ	60Hz	0.39%	0.145%	0.080%	3.151%	3.153%	3.091%	5.213%	5.219%	31.498%	15.934%	-25.358%	9.165%	22.268%
Vectorial	4KHZ	60Hz	4.39%	-59.543%	-58.807%	-45.913%	-45.942%	-45.009%	-1.544%	-1.544%	-23.109%	-74.379%	-54.263%	-76.045%	-61.794%
Vectorial	5KHZ	40Hz	0.42%	-7.550%	-7.514%	-7.052%	-7.054%	-7.014%	-31.174%	-34.427%	-1.016%	-27.954%	-34.240%	-16.985%	-7.428%
Vectorial	5KHZ	40Hz	3.83%	-55.836%	-55.494%	-54.840%	-54.859%	-54.452%	-27.494%	-27.764%	-79.202%	-85.921%	-62.753%	-81.115%	-87.103%
Vectorial	5KHZ	45Hz	0.37%	-6.546%	-6.517%	-6.383%	-6.383%	-6.342%	-38.172%	-40.093%	5.062%	-22.924%	-23.315%	-21.525%	35.039%

Anexo II. 1 – Parámetros Diferencia de INTENSIDAD.

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	TIHDS.I.fHF (MOI-MO4)%	TNHDF (MOI-MO4)%	TH.IHDg.I.fHF (MOI-MO4)%	TH.IHDS.I.fHF (MOI-MO4)%	TDC (MOI-MO4)%	PHBBDg.5.7.11 (MOI-MO4)%	PHBBDs.5.7.11 (MOI-MO4)%	PHBBDs.2.4.6 (MOI-MO4)%	SgIH.0.norm (MOI-MO4)%	PIHBB.1 (MOI-MO4)%	SgIH.1.norm (MOI-MO4)%	SgH.2.norm (MOI-MO4)%
Vectorial	5KHz	45Hz	3.56%	-61,065%	-60,853%	-60,372%	-60,294%	-58,765%	-34,096%	-30,774%	-74,906%	-83,883%	-59,226%	-80,003%	-75,314%
Vectorial	5KHz	50Hz	0,40%	-8,619%	-8,509%	-7,443%	-7,457%	-7,378%	-52,976%	-55,591%	143,919%	-43,389%	0,508%	-40,694%	184,462%
Vectorial	5KHz	50Hz	3,13%	-63,815%	-63,193%	-62,246%	-62,275%	-61,616%	-20,292%	-19,640%	-74,147%	-81,648%	-61,775%	-81,573%	-76,454%
Vectorial	5KHz	55Hz	0,36%	-0,738%	-0,849%	4,626%	4,637%	4,585%	15,005%	15,131%	-19,402%	36,684%	25,488%	68,634%	-12,183%
Vectorial	5KHz	55Hz	3,52%	-7,543%	-7,802%	-1,457%	-1,550%	-1,441%	2,939%	2,937%	-24,172%	-24,464%	-24,172%	-26,270%	-1,532%
Vectorial	5KHz	60Hz	0,39%	0,914%	1,006%	-4,777%	-4,776%	-4,698%	-8,042%	-8,050%	-20,164%	7,038%	-25,703%	16,952%	-13,348%
Vectorial	5KHz	60Hz	4,39%	-43,134%	-43,134%	-28,494%	-28,579%	-28,095%	-8,186%	-8,162%	-13,025%	-65,917%	-25,620%	-67,727%	-48,754%
PCE	4KHz	40Hz	0,42%	-1,308%	-1,275%	-1,333%	-1,316%	-1,321%	-15,381%	-14,264%	-3,093%	6,093%	-14,264%	-5,265%	-7,719%
PCE	4KHz	40Hz	3,83%	-33,219%	-32,578%	-32,251%	-32,243%	-31,926%	-12,180%	-19,301%	-30,213%	-75,759%	-44,492%	-73,914%	-38,871%
PCE	4KHz	45Hz	0,37%	-0,432%	-0,542%	-0,729%	-0,749%	-0,722%	-13,470%	-12,056%	-3,205%	8,302%	3,808%	6,000%	-8,958%
PCE	4KHz	45Hz	3,33%	-9,181%	-8,849%	-8,907%	-8,948%	-8,833%	-22,734%	-22,734%	-3,305%	53,473%	-15,915%	-50,470%	-6,779%
PCE	4KHz	50Hz	0,40%	-2,681%	-2,234%	1,861%	1,859%	1,847%	45,229%	87,882%	2,609%	-0,004%	1,910%	-1,089%	3,113%
PCE	4KHz	50Hz	3,13%	-32,490%	-31,173%	-26,403%	-26,457%	-26,127%	61,475%	114,252%	-0,300%	-70,145%	-18,570%	-70,882%	-7,380%
PCE	4KHz	55Hz	0,36%	0,088%	0,190%	-0,370%	-0,368%	-0,365%	-3,957%	-4,889%	6,534%	5,623%	-15,567%	2,631%	10,568%
PCE	4KHz	55Hz	3,45%	-18,884%	-18,049%	-15,779%	-15,838%	-15,588%	-3,962%	-3,962%	6,534%	5,623%	-15,567%	2,631%	10,568%
PCE	4KHz	60Hz	0,39%	0,094%	0,048%	-0,186%	-0,186%	-0,184%	-3,449%	-3,364%	3,022%	9,385%	-3,469%	4,729%	3,816%
PCE	4KHz	60Hz	4,39%	-33,686%	-32,351%	-29,531%	-29,675%	-29,204%	-7,593%	-7,593%	4,476%	-71,466%	-12,506%	-66,455%	-7,702%
PCN	4KHz	40Hz	0,42%	-0,092%	-0,042%	-0,145%	-0,101%	-0,145%	-14,438%	-14,438%	2,471%	-5,713%	-17,688%	-4,774%	-1,869%
PCN	4KHz	40Hz	3,83%	-11,920%	-11,341%	-11,153%	-11,293%	-11,076%	-17,317%	-26,423%	-5,094%	-65,010%	9,511%	-46,220%	-14,879%
PCN	4KHz	45Hz	0,37%	-0,193%	-0,196%	-0,142%	-0,152%	-0,141%	-10,789%	-22,457%	-5,411%	9,041%	0,749%	-0,876%	-15,975%
PCN	4KHz	45Hz	3,41%	-9,630%	-9,112%	-7,602%	-7,571%	-7,540%	10,254%	21,095%	-2,936%	-34,084%	-22,169%	-4,028%	-9,775%
PCN	4KHz	50Hz	0,40%	0,226%	0,332%	0,605%	0,613%	0,600%	-15,011%	-26,735%	2,667%	4,888%	1,160%	-2,293%	7,201%
PCN	4KHz	50Hz	3,13%	-30,651%	-29,560%	-25,298%	-25,339%	-25,027%	-4,704%	-5,660%	3,246%	-67,332%	-17,806%	-67,933%	-21,670%
PCN	4KHz	55Hz	0,580%	0,580%	0,467%	-0,274%	-0,265%	-0,271%	-5,150%	-5,771%	3,246%	2,887%	-12,906%	2,047%	2,574%
PCN	4KHz	55Hz	3,45%	-14,620%	-13,854%	-12,136%	-12,209%	-11,999%	-4,912%	-5,419%	0,968%	-42,963%	1,487%	-52,122%	-1,264%
PCN	4KHz	60Hz	0,39%	0,538%	0,492%	-0,034%	-0,040%	-0,034%	-3,392%	-4,125%	3,297%	10,466%	7,777%	1,149%	7,609%
PCN	4KHz	60Hz	4,39%	-16,639%	-15,717%	-13,826%	-14,053%	-13,682%	-4,867%	-5,359%	0,307%	-53,539%	15,036%	-51,120%	2,048%
VBD	10KHz	40Hz	4,39%	5,985%	5,813%	6,250%	6,288%	6,146%	21,733%	24,036%	7,792%	19,882%	-5,733%	18,352%	6,988%
VBD	10KHz	40Hz	3,83%	-18,828%	-18,576%	-17,702%	-17,772%	-17,529%	-1,780%	1,678%	-3,503%	-75,679%	-21,407%	-75,224%	-4,801%
VBD	10KHz	45Hz	0,37%	72,020%	68,824%	61,003%	61,469%	60,177%	-18,107%	-19,537%	2,956%	-12,092%	-33,151%	-22,131%	-0,257%
VBD	10KHz	45Hz	3,33%	17,797%	18,727%	16,023%	15,564%	15,864%	-12,902%	-15,663%	5,539%	4,173%	51,484%	-30,268%	-0,006%
VBD	10KHz	50Hz	0,40%	103,036%	99,629%	71,565%	71,659%	70,593%	-43,124%	-45,950%	68,134%	48,525%	29,166%	34,773%	83,950%
VBD	10KHz	50Hz	3,13%	-21,712%	-20,923%	-16,985%	-17,143%	-16,876%	-10,034%	-10,109%	-12,786%	-52,865%	5,440%	-57,143%	-18,164%
VBD	10KHz	55Hz	0,36%	11,753%	12,022%	11,641%	11,533%	11,428%	5,882%	5,772%	9,842%	25,050%	27,074%	22,090%	12,426%
VBD	10KHz	55Hz	3,45%	-20,690%	-20,079%	-15,681%	-15,779%	-15,557%	-6,845%	-6,789%	-24,117%	-48,614%	-36,089%	-58,224%	-27,981%
VBD	10KHz	60Hz	4,39%	-17,030%	-16,192%	-13,508%	-13,827%	-13,410%	37,971%	39,976%	55,098%	18,737%	20,580%	21,491%	61,614%
VBN	10KHz	40Hz	0,42%	2,768%	2,705%	2,631%	2,629%	2,593%	18,778%	20,021%	-19,800%	21,769%	13,933%	27,734%	-21,734%
VBN	10KHz	40Hz	3,83%	-13,960%	-13,759%	-13,586%	-13,615%	-13,441%	-5,826%	-4,427%	-26,524%	-69,011%	-19,020%	-66,454%	-32,820%
VBN	10KHz	45Hz	0,37%	-0,211%	0,114%	1,814%	1,701%	1,793%	42,145%	49,881%	5,479%	12,188%	13,452%	0,535%	5,133%
VBN	10KHz	45Hz	3,48%	-18,800%	-18,456%	-16,786%	-16,749%	-16,597%	17,518%	27,026%	-5,358%	-41,421%	-18,072%	-48,795%	-4,078%
VBN	10KHz	50Hz	0,40%	0,236%	0,172%	-2,993%	-3,001%	-2,978%	-22,129%	-22,553%	9,842%	25,050%	27,074%	22,090%	12,426%
VBN	10KHz	50Hz	3,13%	-20,370%	-19,628%	-18,214%	-18,337%	-18,092%	-18,310%	-10,915%	-10,915%	-3,914%	-3,914%	-5,168%	-8,007%
VBN	10KHz	55Hz	0,36%	0,322%	0,480%	-2,030%	-2,039%	-2,014%	-8,815%	-8,936%	18,516%	-4,788%	-15,992%	3,351%	19,649%
VBN	10KHz	55Hz	3,45%	-8,799%	-8,360%	-7,457%	-7,601%	-7,396%	-6,964%	-6,969%	-8,212%	-24,205%	-19,421%	-32,731%	-10,065%
VBN	10KHz	60Hz	0,39%	3,669%	3,887%	-0,873%	-0,872%	-0,864%	-13,661%	-13,661%	27,454%	17,324%	8,240%	25,866%	22,829%
VBN	10KHz	60Hz	4,39%	-15,888%	-15,128%	-13,656%	-13,950%	-13,556%	-10,804%	-10,804%	-14,038%	-36,853%	38,413%	-39,001%	-12,505%
Red		50Hz	0,47%	-18,887%	-18,708%	-12,842%	-12,844%	-12,825%	-11,218%	-11,216%	-53,093%	-20,505%	-9,619%	-15,690%	-38,602%
Red		50Hz	4,33%	-38,987%	-38,373%	-37,023%	-37,175%	-36,580%	8,960%	9,734%	-45,883%	-36,831%	-18,388%	-42,541%	-45,957%

Anexo II. 1 – Parámetros Diferencia de INTENSIDAD.

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH ₂ norm (MO1-MO4)%	SgH ₃ norm (MO1-MO4)%	SgH ₃ norm (MO1-MO4)%	PIHBBB 5 gH ₅ norm (MO1-MO4)%	PIHBBB 7 gH ₇ norm (MO1-MO4)%	PIHBBB 11 gH ₁₁ norm (MO1-MO4)%	PIHBBB 1.5.7.11 (MO1-MO4)%	PHFD fc. 1 (MO1-MO4)%	PHFD fc. 2 (MO1-MO4)%	PHFD fc. 3 (MO1-MO4)%		
Escalator	3KHZ	40Hz	0.42%	20.909%	22.776%	22.776%	26.689%	-4.483%	9.737%	5.328%	17.066%	-0.811%	8.584%	4.344%	5.160%
Escalator	3KHZ	40Hz	3.83%	-57.940%	21.997%	20.202%	-42.420%	-29.817%	2.735%	-27.222%	-16.730%	-0.982%	-47.981%	9.546%	10.242%
Escalator	3KHZ	45Hz	0.37%	50.673%	23.330%	62.158%	14.092%	6.631%	7.133%	17.312%	6.631%	3.800%	63.692%	3.800%	3.211%
Escalator	3KHZ	45Hz	3.33%	-72.400%	7.847%	-25.800%	-66.841%	-60.565%	-17.861%	-47.572%	-36.668%	-0.025%	-52.495%	9.019%	8.085%
Escalator	3KHZ	50Hz	0.40%	56.777%	-25.603%	7.491%	1.369%	-8.486%	-4.260%	2.682%	0.748%	2.105%	48.352%	2.105%	2.148%
Escalator	3KHZ	50Hz	3.13%	-57.996%	-24.167%	-53.389%	-38.300%	-36.453%	-26.304%	-35.033%	44.781%	-47.431%	-47.431%	5.314%	0.550%
Escalator	3KHZ	55Hz	0.36%	21.206%	30.844%	21.381%	3.166%	6.824%	2.836%	1.762%	-5.835%	0.481%	14.241%	0.763%	1.194%
Escalator	3KHZ	55Hz	3.45%	-5.179%	67.009%	-9.542%	-12.022%	-5.914%	2.284%	-10.654%	-3.652%	0.024%	5.496%	0.326%	0.758%
Escalator	3KHZ	60Hz	0.39%	59.625%	68.209%	1.460%	0.572%	5.807%	8.510%	13.509%	0.595%	0.822%	13.509%	0.822%	1.450%
Escalator	3KHZ	60Hz	4.39%	-16.174%	-20.558%	-66.567%	-50.552%	-53.473%	3.687%	-48.212%	-2.884%	-1.560%	-49.225%	-0.986%	-0.332%
Escalator	4KHZ	40Hz	0.42%	21.401%	22.321%	-10.027%	7.768%	13.454%	-0.467%	9.222%	5.275%	1.793%	18.118%	-5.463%	-3.146%
Escalator	4KHZ	40Hz	3.83%	-67.797%	22.182%	-46.191%	-39.825%	-40.344%	-4.409%	-20.467%	-20.897%	1.193%	-59.422%	-3.402%	-0.806%
Escalator	4KHZ	45Hz	0.37%	50.959%	23.374%	53.043%	-7.571%	-3.961%	-9.006%	15.038%	39.604%	0.032%	50.781%	3.308%	2.190%
Escalator	4KHZ	45Hz	3.33%	-78.949%	-10.620%	-54.132%	-63.595%	-52.370%	-29.851%	-59.907%	-50.907%	-0.308%	-67.547%	18.340%	18.972%
Escalator	4KHZ	50Hz	0.40%	92.745%	27.040%	-5.870%	-7.611%	6.237%	15.845%	71.901%	-2.903%	0.871%	-2.903%	-1.528%	1.240%
Escalator	4KHZ	50Hz	3.13%	-54.824%	110.187%	-49.143%	-14.995%	-4.387%	35.167%	-12.225%	-18.225%	-3.249%	-4.295%	-30.928%	-2.945%
Escalator	4KHZ	55Hz	0.36%	7.193%	34.093%	5.145%	-1.167%	12.766%	9.666%	0.612%	-15.630%	0.606%	10.434%	0.838%	1.682%
Escalator	4KHZ	55Hz	3.39%	7.601%	39.635%	42.068%	13.219%	44.508%	1.367%	21.229%	-1.810%	-0.387%	20.469%	-0.226%	0.457%
Escalator	4KHZ	60Hz	0.39%	12.770%	46.235%	7.768%	8.749%	10.395%	2.386%	-1.190%	-2.626%	0.328%	60.535%	0.627%	0.989%
Escalator	4KHZ	60Hz	4.39%	-32.749%	-8.842%	-62.926%	-52.925%	-46.917%	-2.956%	-51.715%	-4.132%	-2.114%	-44.834%	-1.620%	-1.292%
Escalator	5KHZ	40Hz	0.42%	29.341%	16.995%	58.025%	-39.954%	-22.415%	4.393%	15.634%	13.737%	0.999%	14.998%	-3.016%	-1.156%
Escalator	5KHZ	40Hz	3.83%	-81.032%	6.733%	-35.266%	-61.961%	-55.535%	-12.085%	-19.441%	-29.441%	2.519%	-67.712%	10.684%	12.021%
Escalator	5KHZ	45Hz	0.37%	37.190%	24.821%	40.744%	-0.895%	9.283%	12.362%	-3.909%	-0.035%	-0.128%	32.158%	4.202%	4.212%
Escalator	5KHZ	45Hz	3.33%	-76.580%	-5.276%	-48.427%	-30.849%	-42.636%	-28.281%	-39.940%	-1.324%	16.296%	-63.541%	16.296%	15.619%
Escalator	5KHZ	50Hz	0.40%	66.017%	13.252%	-10.362%	17.367%	-21.839%	75.516%	32.271%	9.899%	1.027%	-2.973%	-2.973%	1.41%
Escalator	5KHZ	50Hz	3.13%	-73.736%	-35.858%	-65.504%	-54.873%	-45.684%	-35.580%	-15.290%	-0.053%	0.053%	-53.924%	1.605%	6.743%
Escalator	5KHZ	55Hz	0.36%	11.160%	29.073%	9.776%	8.749%	5.329%	0.734%	-0.962%	0.425%	0.325%	9.385%	0.425%	0.662%
Escalator	5KHZ	55Hz	3.52%	31.609%	37.893%	69.463%	11.199%	45.904%	-1.424%	14.857%	1.639%	-0.544%	39.161%	-0.544%	-0.524%
Escalator	5KHZ	60Hz	0.39%	-5.479%	25.500%	-5.688%	-18.804%	15.013%	-1.630%	-10.853%	7.090%	0.374%	-9.701%	2.160%	5.036%
Escalator	5KHZ	60Hz	4.39%	-36.845%	-17.495%	-70.798%	-55.725%	-55.748%	-2.932%	-46.267%	7.670%	-3.769%	-52.340%	-2.188%	-0.560%
Vectorial	3KHZ	40Hz	0.42%	13.143%	46.663%	41.804%	-14.219%	7.836%	41.958%	-10.072%	-7.878%	0.228%	-13.872%	-12.601%	-11.430%
Vectorial	3KHZ	40Hz	3.83%	-87.517%	25.327%	-27.706%	-61.332%	-51.687%	6.966%	-42.411%	-31.677%	1.896%	-11.531%	-11.531%	-11.858%
Vectorial	3KHZ	45Hz	0.37%	34.862%	45.258%	-37.661%	-14.413%	-12.311%	49.269%	-13.201%	-11.729%	-1.697%	-37.701%	-11.670%	-11.212%
Vectorial	3KHZ	45Hz	3.56%	-63.933%	34.112%	44.149%	-49.843%	-37.829%	12.499%	-36.995%	-22.288%	0.064%	-50.120%	-4.942%	-4.826%
Vectorial	3KHZ	50Hz	0.40%	147.966%	62.364%	37.303%	27.259%	8.909%	28.550%	18.276%	19.131%	-0.954%	18.276%	-18.059%	-15.214%
Vectorial	3KHZ	50Hz	3.13%	-79.116%	59.216%	-66.208%	-52.315%	-47.258%	54.873%	-41.162%	60.645%	-1.887%	-55.423%	-13.079%	-6.657%
Vectorial	3KHZ	55Hz	0.36%	29.307%	27.355%	-38.138%	-24.615%	-22.730%	52.591%	-14.235%	-36.808%	-2.817%	41.593%	-5.761%	0.082%
Vectorial	3KHZ	55Hz	3.52%	48.257%	69.792%	62.214%	10.675%	42.995%	-1.264%	38.663%	81.790%	0.365%	48.333%	0.156%	0.060%
Vectorial	3KHZ	60Hz	0.39%	-8.130%	3.339%	-20.413%	-16.655%	-4.304%	-6.507%	-6.207%	102.087%	-1.250%	-30.428%	-1.806%	-0.015%
Vectorial	3KHZ	60Hz	4.39%	-33.720%	-67.675%	-71.623%	-48.260%	-53.321%	-39.877%	-50.419%	-1.815%	-50.972%	-1.815%	-50.972%	-0.014%
Vectorial	4KHZ	40Hz	0.42%	22.384%	52.561%	12.615%	-24.282%	-22.043%	33.029%	-11.137%	-11.137%	-2.234%	-4.031%	-5.341%	-4.820%
Vectorial	4KHZ	40Hz	3.83%	-87.139%	42.780%	-23.536%	-37.186%	-11.246%	9.899%	-24.017%	-16.082%	0.589%	-62.098%	-2.766%	-2.279%
Vectorial	4KHZ	45Hz	0.37%	14.600%	48.076%	-47.01%	-37.344%	-52.189%	17.890%	11.362%	-12.088%	-0.999%	-12.088%	-14.573%	-11.922%
Vectorial	4KHZ	45Hz	3.56%	-75.101%	20.110%	-43.066%	-56.113%	-37.254%	16.761%	-46.863%	-38.432%	1.761%	-55.235%	-5.599%	-3.200%
Vectorial	4KHZ	50Hz	0.40%	158.208%	57.314%	51.436%	17.782%	-18.235%	22.668%	7.948%	4.881%	0.057%	12.153%	-12.679%	-8.567%
Vectorial	4KHZ	50Hz	3.13%	-74.937%	110.294%	-65.566%	-58.662%	-37.833%	54.611%	-40.132%	-42.023%	-2.364%	-62.417%	-8.363%	-6.055%
Vectorial	4KHZ	55Hz	0.36%	12.084%	21.702%	-49.022%	-30.601%	-32.748%	66.724%	-30.132%	-46.041%	-2.988%	38.467%	-7.265%	-3.277%
Vectorial	4KHZ	55Hz	3.52%	26.517%	80.539%	23.502%	7.037%	25.620%	-2.367%	5.583%	49.791%	0.003%	24.744%	0.268%	0.327%
Vectorial	4KHZ	60Hz	0.39%	21.958%	25.917%	2.618%	-13.168%	4.197%	-6.827%	38.120%	-23.608%	-0.934%	-19.670%	-0.964%	-0.313%
Vectorial	4KHZ	60Hz	4.39%	-22.374%	-17.890%	-69.269%	-56.659%	-56.812%	3.243%	-52.248%	-16.310%	-0.404%	-54.317%	0.266%	1.040%
Vectorial	5KHZ	40Hz	0.42%	22.990%	48.010%	33.880%	13.525%	1.352%	20.393%	-28.722%	-19.524%	-12.088%	-13.639%	-12.088%	-10.857%
Vectorial	5KHZ	40Hz	3.83%	-76.588%	37.535%	17.231%	-46.663%	-48.298%	9.303%	-21.868%	-22.130%	1.595%	-61.266%	-11.079%	-8.074%
Vectorial	5KHZ	45Hz	0.37%	12.473%	41.465%	-25.719%	-26.056%	-49.013%	7.851%	-17.994%	2.608%	-1.265%	-22.774%	-14.098%	-10.748%

Anexo II. 1 – Parámetros Diferencia de INTENSIDAD.

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_2 norm (MOI-MO4)%	SgH_3 norm (MOI-MO4)%	SgH_3 norm (MOI-MO4)%	PIHBD_3 norm (MOI-MO4)%	PIHBD_5 (MOI-MO4)%	gH_5 norm (MOI-MO4)%	PIHBD_7 (MOI-MO4)%	gH_7 norm (MOI-MO4)%	PIHBD_11 (MOI-MO4)%	gH_11 norm (MOI-MO4)%	PIHBD_15_7_11 (MOI-MO4)%	PHFD_fc_1 (MOI-MO4)%	PHFD_fc_2 (MOI-MO4)%	PHFD_fc_3 (MOI-MO4)%
Vectorial	5KHZ	45Hz	3,56%	-77,151%	12,916%	12,916%	-47,466%	-50,330%	-39,001%	-43,383%	3,371%	-46,791%	-38,258%	-58,781%	2,163%	-5,363%	-1,812%
Vectorial	5KHZ	50Hz	0,40%	153,190%	56,803%	56,803%	36,721%	-17,369%	-72,270%	-5,293%	-2,293%	-14,095%	8,158%	-5,389%	-3,400%	-9,597%	-12,937%
Vectorial	5KHZ	50Hz	3,13%	-78,529%	7,840%	7,840%	-68,479%	-53,805%	-27,127%	-29,442%	-1,407%	-35,339%	24,869%	-60,463%	-0,292%	-1,965%	-1,632%
Vectorial	5KHZ	55Hz	0,36%	1,529%	34,882%	34,882%	-30,003%	-20,336%	13,203%	-21,447%	24,676%	-5,981%	-31,834%	24,540%	-2,630%	-3,905%	-1,613%
Vectorial	5KHZ	55Hz	3,52%	18,081%	81,605%	81,605%	3,214%	-3,431%	3,007%	-3,885%	-3,885%	-1,286%	-33,404%	17,895%	-1,154%	-1,053%	-0,715%
Vectorial	5KHZ	60Hz	0,39%	10,839%	66,575%	66,575%	-10,943%	12,229%	-9,003%	1,479%	4,373%	-5,369%	-20,191%	-13,762%	-0,024%	0,090%	0,816%
Vectorial	5KHZ	60Hz	4,39%	-19,491%	23,624%	23,624%	-49,929%	-40,644%	-9,752%	-29,135%	15,928%	-30,713%	-11,165%	-26,015%	1,744%	1,801%	4,686%
PCE	4KHZ	40Hz	0,42%	-0,422%	22,618%	22,618%	-4,114%	-5,420%	-25,669%	4,792%	2,328%	2,813%	5,391%	-3,600%	-0,793%	-3,081%	-0,923%
PCE	4KHZ	40Hz	3,83%	-21,834%	30,150%	30,150%	1,376%	2,274%	-20,091%	2,114%	1,452%	0,822%	6,698%	-22,937%	0,333%	1,422%	1,825%
PCE	4KHZ	45Hz	0,37%	7,193%	15,850%	15,850%	0,182%	-2,355%	-22,527%	3,280%	3,280%	-2,853%	-2,261%	0,769%	-0,879%	-3,414%	-3,563%
PCE	4KHZ	45Hz	3,33%	4,034%	16,744%	16,744%	3,315%	5,489%	-18,304%	1,864%	6,697%	1,789%	5,847%	-4,459%	-2,148%	-3,765%	-4,567%
PCE	4KHZ	50Hz	0,40%	3,662%	15,551%	15,551%	-0,674%	8,228%	40,854%	2,448%	48,908%	12,944%	58,682%	5,481%	-1,565%	-1,217%	-7,863%
PCE	4KHZ	50Hz	3,13%	-0,597%	16,778%	16,778%	1,002%	-6,095%	58,202%	-1,371%	72,117%	-2,350%	50,610%	-9,394%	-2,611%	-2,366%	-7,815%
PCE	4KHZ	55Hz	0,36%	-0,898%	26,234%	26,234%	-6,954%	-0,769%	-5,338%	-6,236%	0,153%	-0,289%	-1,832%	-7,013%	0,939%	1,505%	-0,488%
PCE	4KHZ	55Hz	3,45%	-4,999%	15,614%	15,614%	-1,717%	3,628%	-5,539%	-4,667%	3,535%	-8,164%	-3,356%	-14,307%	-0,037%	-0,003%	-0,123%
PCE	4KHZ	60Hz	0,39%	2,020%	13,217%	13,217%	0,693%	-0,504%	-5,248%	1,468%	0,782%	7,294%	1,430%	-0,525%	0,104%	0,522%	-1,351%
PCE	4KHZ	60Hz	4,39%	-3,028%	-1,824%	-1,824%	-5,555%	0,498%	-8,859%	-0,668%	-2,376%	-10,537%	-1,690%	-6,042%	-1,405%	-1,436%	-1,131%
PCN	4KHZ	40Hz	0,42%	6,211%	22,464%	22,464%	-1,034%	2,353%	-24,058%	1,057%	4,798%	4,054%	1,585%	-3,532%	-0,074%	-1,932%	0,239%
PCN	4KHZ	40Hz	3,83%	-9,182%	32,192%	32,192%	1,889%	1,548%	-27,765%	0,731%	3,414%	-0,405%	2,354%	3,923%	-0,997%	-1,259%	-1,924%
PCN	4KHZ	45Hz	0,37%	-0,281%	23,776%	23,776%	-9,674%	1,301%	-20,091%	4,973%	7,085%	-1,256%	0,782%	1,870%	-0,140%	-1,641%	-7,641%
PCN	4KHZ	45Hz	3,41%	-6,118%	27,421%	27,421%	-5,086%	1,112%	0,989%	8,998%	25,536%	3,184%	-2,841%	-8,828%	-1,851%	-4,303%	-7,253%
PCN	4KHZ	50Hz	0,40%	-0,609%	49,333%	49,333%	3,082%	5,481%	-18,982%	-0,322%	-5,325%	-1,589%	-20,331%	2,342%	0,214%	-0,840%	0,307%
PCN	4KHZ	50Hz	3,13%	-0,864%	36,837%	36,837%	7,699%	0,272%	-8,347%	-8,325%	3,452%	-1,370%	17,242%	-7,559%	-1,211%	-0,650%	-1,464%
PCN	4KHZ	55Hz	0,36%	-4,764%	24,586%	24,586%	-2,948%	0,622%	-7,669%	2,440%	2,440%	-5,974%	-1,206%	-4,792%	1,384%	1,863%	2,374%
PCN	4KHZ	55Hz	3,45%	-4,961%	20,365%	20,365%	-0,010%	0,690%	-5,477%	-3,224%	-3,351%	-1,994%	-3,865%	0,026%	-0,955%	0,192%	0,095%
PCN	4KHZ	60Hz	0,39%	4,138%	23,702%	23,702%	7,980%	1,456%	-4,594%	-9,902%	4,444%	3,584%	4,348%	0,375%	0,303%	0,254%	-0,330%
PCN	4KHZ	60Hz	4,39%	-7,511%	-4,967%	-4,967%	-4,701%	-3,712%	-4,934%	-9,753%	-5,149%	2,579%	0,879%	2,246%	-3,472%	-3,746%	-3,880%
VBD	10KH	40Hz	0,42%	1,368%	8,557%	8,557%	-0,464%	2,136%	35,828%	7,166%	12,258%	-1,526%	-2,582%	-3,130%	4,660%	6,653%	6,476%
VBD	10KH	40Hz	3,83%	-24,037%	72,492%	72,492%	10,684%	-14,077%	-5,689%	-8,525%	6,863%	-12,191%	9,529%	-19,778%	2,337%	5,790%	3,539%
VBD	10KH	45Hz	0,37%	-20,553%	-41,359%	-41,359%	-22,419%	-15,477%	-35,770%	-10,514%	133,060%	16,161%	7,623%	-26,885%	54,981%	97,289%	93,549%
VBD	10KH	45Hz	3,33%	41,507%	4,396%	4,396%	50,907%	34,513%	-27,121%	17,473%	4,869%	-0,839%	-13,974%	46,300%	20,484%	39,093%	38,470%
VBD	10KH	50Hz	0,40%	56,472%	-24,584%	-24,584%	40,346%	22,631%	-28,596%	43,925%	-60,438%	58,125%	-25,040%	30,849%	71,236%	164,116%	161,224%
VBD	10KH	50Hz	3,13%	-15,330%	33,319%	33,319%	3,564%	2,737%	-16,066%	7,529%	-5,124%	7,324%	22,663%	5,236%	-1,531%	-4,682%	-5,228%
VBD	10KH	55Hz	0,36%	17,361%	18,561%	18,561%	14,587%	6,906%	4,687%	-7,136%	17,551%	5,708%	0,470%	22,666%	6,409%	11,227%	11,377%
VBD	10KH	55Hz	3,45%	-33,162%	139,671%	139,671%	-19,936%	-15,017%	-10,264%	-10,652%	-2,099%	-6,891%	2,243%	-34,173%	-1,704%	-1,518%	-0,618%
VBD	10KH	60Hz	0,39%	10,560%	65,512%	65,512%	14,082%	6,885%	209,905%	19,532%	-49,025%	17,063%	-15,655%	18,288%	6,018%	15,513%	15,646%
VBD	10KH	60Hz	4,39%	10,080%	88,729%	88,729%	1,422%	-9,499%	-9,858%	-4,481%	-6,827%	-0,005%	5,641%	-8,272%	-0,942%	-7,040%	-7,473%
VBN	10KH	40Hz	0,42%	0,955%	15,315%	15,315%	4,797%	6,383%	48,749%	-6,385%	-0,510%	2,963%	6,900%	7,754%	1,484%	3,295%	1,883%
VBN	10KH	40Hz	3,83%	-8,852%	70,825%	70,825%	-3,293%	-15,293%	-10,808%	-6,746%	5,157%	3,246%	6,151%	-16,333%	-1,099%	-1,714%	-3,106%
VBN	10KH	45Hz	0,37%	1,879%	12,663%	12,663%	6,008%	4,982%	53,314%	18,695%	8,971%	9,107%	-3,608%	-0,923%	-0,923%	-2,741%	-2,194%
VBN	10KH	45Hz	3,48%	-14,248%	30,204%	30,204%	-5,559%	-1,157%	24,148%	-8,005%	13,756%	-9,570%	11,005%	-16,285%	-1,677%	-2,682%	-2,316%
VBN	10KH	50Hz	0,40%	23,279%	115,623%	115,623%	6,308%	1,351%	-47,050%	1,348%	-8,359%	-2,345%	9,516%	0,789%	1,281%	0,383%	0,284%
VBN	10KH	50Hz	3,13%	-17,169%	45,209%	45,209%	6,286%	-5,180%	-26,002%	-0,546%	-6,597%	6,018%	1,367%	9,909%	-0,653%	-2,877%	-3,703%
VBN	10KH	55Hz	0,36%	-6,494%	115,764%	115,764%	-0,349%	10,169%	-12,703%	9,863%	-1,938%	8,539%	3,596%	-12,781%	-0,476%	1,267%	2,641%
VBN	10KH	55Hz	3,45%	-20,582%	159,235%	159,235%	-8,750%	-1,340%	-10,097%	-2,371%	-1,654%	-1,654%	1,591%	-18,102%	-1,767%	-3,061%	-1,983%
VBN	10KH	60Hz	0,39%	-2,968%	182,715%	182,715%	5,122%	21,368%	-20,614%	7,140%	-3,389%	14,101%	8,102%	10,299%	1,471%	4,265%	1,995%
VBN	10KH	60Hz	4,39%	-21,510%	91,793%	91,793%	-9,814%	-9,516%	-13,072%	2,927%	-7,669%	0,329%	5,933%	32,235%	-3,658%	-1,795%	-1,185%
Red		50Hz	0,47%	21,644%	-17,012%	-17,012%	-28,480%	-13,447%	9,177%	-11,696%	-26,303%	-3,344%	-22,363%	-10,549%	3,919%	0,785%	6,963%
Red		50Hz	4,33%	-39,083%	-51,202%	-51,202%	-43,955%	-22,740%	187,206%	-31,699%	-30,273%	-40,029%	-18,821%	-18,655%	-40,464%	-38,034%	-31,989%

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	PIHBDx2fc_1 (MO1-MO4)%	PIHBDx2fc_5 (MO1-MO4)%	PIHBDx2fc_7 (MO1-MO4)%	PIHBDx2fc_11 (MO1-MO4)%	PIHBDx4fc_1 (MO1-MO4)%	PIHBDx4fc_5 (MO1-MO4)%	PIHBDx4fc_7 (MO1-MO4)%	PIHBDx4fc_11 (MO1-MO4)%
Escalator	3KHz	40Hz	0.42%	4.840%	37.760%	24.901%	8.816%	3.485%	33.549%	28.703%	15.533%
Escalator	3KHz	40Hz	3.83%	9.073%	-9.293%	-2.755%	2.300%	1.125%	-1.195%	-1.855%	-0.731%
Escalator	3KHz	45Hz	0.37%	4.268%	4.410%	-0.299%	-0.994%	7.229%	3.195%	5.870%	-5.253%
Escalator	3KHz	45Hz	3.33%	11.240%	18.797%	-24.871%	13.737%	22.868%	3.715%	-35.054%	-19.133%
Escalator	3KHz	50Hz	0.40%	3.549%	12.691%	0.779%	-1.220%	5.431%	-0.159%	17.117%	17.165%
Escalator	3KHz	50Hz	3.13%	11.624%	23.874%	-15.104%	14.664%	35.718%	4.713%	9.185%	-5.418%
Escalator	3KHz	55Hz	0.36%	2.288%	-24.165%	-25.159%	1.957%	4.405%	4.045%	5.235%	-14.953%
Escalator	3KHz	55Hz	3.45%	0.550%	0.513%	15.755%	-1.120%	-3.245%	5.979%	1.424%	10.827%
Escalator	3KHz	60Hz	0.39%	3.528%	1.424%	-8.855%	0.576%	20.341%	6.205%	-3.612%	-5.143%
Escalator	3KHz	60Hz	4.39%	-0.572%	2.770%	-14.315%	-6.081%	11.435%	-6.793%	-2.602%	-5.919%
Escalator	4KHz	40Hz	0.42%	-1.582%	13.182%	14.830%	-0.245%	-2.388%	-24.245%	-6.718%	6.560%
Escalator	4KHz	40Hz	3.83%	-0.453%	-5.264%	-15.636%	9.443%	-3.388%	-6.357%	-5.124%	-10.123%
Escalator	4KHz	45Hz	0.37%	2.930%	6.215%	-3.113%	3.558%	6.161%	-5.720%	-3.243%	6.882%
Escalator	4KHz	45Hz	3.33%	21.927%	44.875%	-26.402%	-5.379%	46.155%	28.061%	-11.889%	-20.884%
Escalator	4KHz	50Hz	0.40%	-3.427%	-10.201%	-2.580%	-3.578%	-15.125%	3.819%	2.549%	-3.995%
Escalator	4KHz	50Hz	3.13%	-7.924%	-13.938%	-19.150%	-2.561%	-15.664%	12.551%	-19.815%	-6.331%
Escalator	4KHz	55Hz	0.36%	0.554%	20.570%	15.980%	-1.378%	0.180%	-1.419%	-9.200%	3.913%
Escalator	4KHz	55Hz	3.39%	0.702%	12.213%	13.155%	1.228%	-4.056%	-4.560%	-2.485%	6.968%
Escalator	4KHz	60Hz	4.39%	1.175%	17.928%	14.403%	9.538%	1.123%	0.773%	3.284%	15.289%
Escalator	5KHz	40Hz	0.42%	0.014%	-4.532%	-1.166%	6.200%	-0.575%	5.862%	8.243%	-5.872%
Escalator	5KHz	40Hz	3.83%	12.283%	13.169%	-30.502%	0.024%	13.610%	7.908%	-0.398%	-5.743%
Escalator	5KHz	45Hz	0.37%	3.858%	8.444%	3.311%	6.159%	7.152%	-1.043%	5.610%	7.863%
Escalator	5KHz	45Hz	3.33%	18.039%	34.220%	-27.732%	-3.707%	32.193%	30.526%	-4.483%	-25.312%
Escalator	5KHz	50Hz	0.40%	-3.416%	-18.683%	-7.271%	-16.510%	-23.624%	-8.335%	-9.042%	2.750%
Escalator	5KHz	50Hz	3.13%	3.671%	-3.069%	-23.515%	14.673%	-5.464%	14.247%	-10.335%	-14.104%
Escalator	5KHz	55Hz	0.36%	1.618%	0.306%	2.131%	-1.960%	-0.943%	-0.584%	5.388%	4.584%
Escalator	5KHz	55Hz	3.52%	-0.574%	-1.056%	-4.159%	-8.117%	-1.091%	-6.575%	-7.834%	-4.479%
Escalator	5KHz	60Hz	0.39%	6.093%	0.224%	8.897%	-3.565%	5.930%	3.384%	6.280%	9.019%
Escalator	5KHz	60Hz	4.39%	0.857%	-1.413%	3.601%	8.121%	1.967%	4.076%	5.192%	-5.358%
Vectorial	3KHz	40Hz	0.42%	-5.851%	-13.706%	-45.282%	-14.787%	-3.924%	-44.513%	-38.044%	-18.236%
Vectorial	3KHz	40Hz	3.83%	-6.536%	-13.589%	-51.129%	-24.309%	-5.922%	-45.584%	-42.133%	-22.969%
Vectorial	3KHz	45Hz	0.37%	-10.082%	-14.883%	-7.967%	-8.552%	-12.866%	-2.121%	3.405%	-3.070%
Vectorial	3KHz	45Hz	3.56%	-5.014%	-7.877%	-25.133%	-10.694%	-7.485%	-6.774%	-20.063%	-5.477%
Vectorial	3KHz	50Hz	0.40%	-19.194%	-35.690%	26.873%	6.124%	-39.234%	-4.232%	-3.052%	12.238%
Vectorial	3KHz	50Hz	3.13%	-22.055%	-39.095%	-42.507%	-26.364%	-50.328%	-19.269%	-38.612%	-31.215%
Vectorial	3KHz	55Hz	0.36%	-7.966%	-20.740%	-54.387%	0.274%	-27.561%	-18.456%	-36.311%	-40.923%
Vectorial	3KHz	55Hz	3.52%	-1.998%	-6.027%	12.116%	3.423%	-10.653%	-2.717%	-6.427%	-5.198%
Vectorial	3KHz	60Hz	0.39%	-3.168%	-8.659%	-38.300%	-29.710%	-4.751%	-16.082%	6.143%	-18.507%
Vectorial	3KHz	60Hz	4.39%	-2.274%	-2.494%	4.972%	11.238%	3.696%	4.599%	5.370%	6.979%
Vectorial	4KHz	40Hz	0.42%	-3.872%	-5.632%	-10.261%	4.495%	-3.315%	-4.932%	-6.788%	-14.099%
Vectorial	4KHz	40Hz	3.83%	-0.846%	-3.348%	-23.357%	-0.592%	0.005%	-16.311%	-28.438%	-10.492%
Vectorial	4KHz	45Hz	0.37%	-11.566%	-19.492%	-24.029%	-0.462%	-17.212%	10.779%	1.371%	-20.138%
Vectorial	4KHz	45Hz	3.56%	-4.192%	-10.266%	-50.383%	-14.569%	-8.976%	-4.945%	-33.674%	-20.504%
Vectorial	4KHz	50Hz	0.40%	-11.342%	-25.353%	1.576%	-3.950%	-23.760%	-7.185%	-6.887%	-3.711%
Vectorial	4KHz	50Hz	3.13%	-15.569%	-26.486%	-43.609%	-15.575%	-32.770%	-18.739%	-30.503%	-26.295%
Vectorial	4KHz	55Hz	0.36%	-11.437%	-24.821%	-28.017%	-14.180%	-35.111%	-17.144%	-28.879%	-16.802%
Vectorial	4KHz	55Hz	3.52%	-3.794%	8.845%	8.529%	-8.465%	-14.928%	-8.799%	-3.806%	6.180%
Vectorial	4KHz	60Hz	0.39%	-0.597%	-3.827%	-7.441%	-9.746%	-14.928%	-8.799%	-3.806%	6.180%
Vectorial	4KHz	60Hz	4.39%	1.696%	-0.383%	-18.288%	-17.764%	3.538%	0.220%	1.407%	-5.464%
Vectorial	5KHz	40Hz	0.42%	-8.632%	-13.815%	0.446%	7.029%	-3.453%	-30.583%	-19.031%	7.524%
Vectorial	5KHz	40Hz	3.83%	-7.412%	-13.489%	-32.320%	-21.632%	-11.133%	-14.386%	-4.139%	-20.665%
Vectorial	5KHz	45Hz	0.37%	-10.414%	-19.409%	-7.631%	-2.265%	-15.226%	-13.633%	-19.663%	7.369%

Anexo II. 1 – Parámetros Diferencia de INTENSIDAD.

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	PHFD_fc_4 (MO1-MO4)%	PIHBBDX2fc_1 (MO1-MO4)%	PIHBBDX2fc_5 (MO1-MO4)%	PIHBBDX2fc_7 (MO1-MO4)%	PIHBBDX2fc_11 (MO1-MO4)%	PIHBBDX4fc_1 (MO1-MO4)%	PIHBBDX4fc_5 (MO1-MO4)%	PIHBBDX4fc_7 (MO1-MO4)%	PIHBBDX4fc_11 (MO1-MO4)%
Vectorial	5KHz	45Hz	3.56%	-2,810%	-9,715%	-51,197%	-25,583%	-2,932%	-8,889%	1,561%	-31,612%	-25,132%
Vectorial	5KHz	50Hz	0,40%	-12,825%	-13,001%	-17,895%	-7,144%	-7,720%	-12,189%	-26,670%	-3,328%	-5,690%
Vectorial	5KHz	50Hz	3,13%	-2,670%	-6,908%	-36,804%	-9,955%	-11,747%	-4,732%	-11,074%	-8,854%	-18,662%
Vectorial	5KHz	55Hz	0,36%	-5,366%	-12,744%	-3,788%	-9,770%	1,769%	-13,917%	-1,709%	-13,150%	0,796%
Vectorial	5KHz	55Hz	3,52%	-2,114%	-4,641%	2,032%	2,376%	-10,182%	-6,590%	-10,098%	-5,992%	1,929%
Vectorial	5KHz	60Hz	0,39%	1,006%	3,465%	-17,276%	-10,876%	17,285%	0,166%	0,376%	5,399%	-12,579%
Vectorial	5KHz	60Hz	4,39%	6,798%	4,360%	33,117%	21,887%	-5,641%	3,943%	0,074%	3,681%	36,035%
PCE	4KHz	40Hz	0,42%	-0,701%	-2,615%	-3,733%	-1,728%	-0,402%	-1,993%	-1,664%	-0,072%	-4,283%
PCE	4KHz	40Hz	3,83%	-0,059%	-0,863%	5,052%	2,743%	0,153%	-3,072%	6,816%	2,685%	-0,922%
PCE	4KHz	45Hz	0,37%	-2,028%	-0,215%	-4,384%	-2,519%	-2,519%	-5,036%	-3,774%	0,200%	-2,553%
PCE	4KHz	45Hz	3,33%	-4,359%	-2,958%	-8,302%	-5,802%	1,254%	-5,955%	-7,375%	-3,278%	-2,032%
PCE	4KHz	50Hz	0,40%	-13,333%	5,788%	10,322%	2,490%	9,777%	-11,436%	-15,976%	-20,013%	-17,264%
PCE	4KHz	50Hz	3,13%	-13,763%	-0,967%	10,852%	5,578%	0,260%	-16,084%	-15,040%	-19,971%	-11,473%
PCE	4KHz	55Hz	0,36%	-2,230%	3,335%	2,534%	1,426%	-1,322%	-1,232%	2,611%	-3,591%	1,886%
PCE	4KHz	55Hz	3,45%	-0,126%	0,607%	1,222%	-1,518%	2,592%	-3,895%	-1,022%	-0,828%	-0,565%
PCE	4KHz	60Hz	0,39%	-1,686%	0,092%	0,379%	1,896%	-1,574%	-3,601%	-0,549%	1,251%	-4,213%
PCE	4KHz	60Hz	4,39%	-0,477%	-0,994%	-4,072%	-7,840%	-4,826%	1,417%	4,865%	-3,619%	-1,960%
PCN	4KHz	40Hz	0,42%	-0,850%	-3,704%	-5,273%	-6,491%	-6,150%	-1,011%	-3,249%	-1,120%	-1,874%
PCN	4KHz	40Hz	3,83%	-1,934%	0,377%	4,105%	-2,045%	-1,939%	-0,765%	-6,672%	1,600%	-8,090%
PCN	4KHz	45Hz	0,37%	-0,978%	-0,806%	-2,493%	-5,621%	-2,679%	-0,597%	-1,454%	4,727%	-3,286%
PCN	4KHz	45Hz	3,41%	-8,344%	-4,065%	-6,959%	-4,609%	-0,886%	-6,666%	-11,598%	-15,922%	-9,019%
PCN	4KHz	50Hz	0,40%	0,611%	-1,494%	-6,721%	-7,421%	-0,140%	0,249%	2,086%	-3,700%	-3,139%
PCN	4KHz	50Hz	3,13%	-1,628%	4,508%	-5,716%	-4,160%	2,451%	-7,700%	-1,278%	0,850%	-0,298%
PCN	4KHz	55Hz	0,36%	2,303%	2,160%	-2,431%	-3,377%	0,728%	7,138%	3,590%	4,097%	3,117%
PCN	4KHz	55Hz	3,45%	-0,282%	-0,443%	-0,796%	-0,318%	-4,863%	-3,029%	2,928%	0,106%	4,326%
PCN	4KHz	60Hz	0,39%	-0,497%	3,679%	1,103%	-1,082%	0,452%	3,960%	-2,792%	-2,298%	-4,809%
PCN	4KHz	60Hz	4,39%	-5,121%	-0,696%	-5,600%	2,122%	0,243%	-8,095%	-8,863%	-6,137%	-10,441%
VBD	10KH	40Hz	0,42%	supera fmax.	7,530%	11,068%	5,838%	4,248%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KH	40Hz	3,83%	supera fmax.	9,289%	104,991%	92,962%	88,233%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KH	45Hz	0,37%	supera fmax.	33,918%	46,582%	41,880%	42,101%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KH	45Hz	3,33%	supera fmax.	154,394%	158,959%	242,981%	163,423%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KH	50Hz	0,40%	supera fmax.	-2,419%	-8,563%	-4,578%	-2,194%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KH	50Hz	3,13%	supera fmax.	9,039%	11,901%	6,163%	13,781%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KH	55Hz	0,36%	supera fmax.	4,231%	-6,580%	-1,389%	-1,173%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KH	55Hz	3,45%	supera fmax.	15,467%	23,625%	22,494%	29,767%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KH	60Hz	0,39%	supera fmax.	-8,358%	-11,888%	-12,425%	-1,953%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KH	40Hz	0,42%	supera fmax.	5,240%	6,022%	6,077%	0,077%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KH	40Hz	3,83%	supera fmax.	-3,960%	-2,083%	-1,909%	5,054%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KH	45Hz	0,37%	supera fmax.	-1,055%	-1,593%	-3,782%	-4,883%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KH	45Hz	3,48%	supera fmax.	1,217%	-2,861%	-4,507%	-4,161%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KH	50Hz	0,40%	supera fmax.	-0,167%	7,918%	1,145%	-0,077%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KH	50Hz	3,13%	supera fmax.	-1,066%	-0,089%	-1,535%	0,133%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KH	55Hz	0,36%	supera fmax.	5,970%	0,668%	2,907%	1,906%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KH	55Hz	3,45%	supera fmax.	-1,636%	-5,015%	-0,067%	-1,218%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KH	60Hz	0,39%	supera fmax.	2,071%	2,631%	11,317%	5,561%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KH	60Hz	4,39%	supera fmax.	-0,918%	0,713%	-1,330%	-1,750%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
Red		50Hz	0,47%	4,311%	0,239%	-1,496%	-1,142%	0,614%	12,112%	7,163%	18,983%	-29,659%
Red		50Hz	4,33%	-27,694%	-36,145%	-39,049%	-36,958%	-39,678%	-33,971%	-31,209%	-33,565%	11,717%

Anexo II.2 – Parámetros Diferencia de TENSIÓN.

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	F.F. (MO1-MO4)%	THD V if (MO1-MO4)%	THDS V if (MO1-MO4)%	THF if (MO1-MO4)%	WTHD if (MO1-MO4)%	TIHDG V if (MO1-MO4)%	TIHDS V if (MO1-MO4)%	THDG V if (MO1-MO4)%	TH IDG V if (MO1-MO4)%	TH IHDS V if (MO1-MO4)%	TH IDG V Hf (MO1-MO4)%	TH IHDS V Hf (MO1-MO4)%	TIHDG V if Hf (MO1-MO4)%	
Escalator	3KHZ	40Hz	0.42%	-0.554%	6.046%	6.024%	5.459%	6.099%	0.436%	0.220%	5.530%	5.504%	5.51%	3.701%	3.701%	1.781%	1.780%
Escalator	3KHZ	40Hz	3.83%	-1.045%	5.295%	4.935%	4.195%	5.566%	6.056%	5.560%	5.456%	5.374%	5.374%	3.701%	3.701%	1.781%	1.780%
Escalator	3KHZ	45Hz	0.37%	-0.386%	4.933%	4.915%	4.528%	5.065%	6.702%	7.452%	5.034%	5.034%	5.034%	1.622%	1.622%	0.732%	0.732%
Escalator	3KHZ	45Hz	3.33%	-0.800%	2.359%	2.164%	1.539%	2.544%	-11.837%	-12.472%	1.078%	0.934%	0.934%	3.752%	3.752%	3.752%	3.734%
Escalator	3KHZ	50Hz	0.40%	-0.124%	6.227%	6.235%	6.095%	6.906%	-0.067%	-0.664%	5.932%	5.905%	5.905%	0.602%	0.602%	0.602%	0.601%
Escalator	3KHZ	50Hz	3.13%	-0.510%	-2.016%	-1.992%	-2.516%	3.642%	2.015%	1.704%	-1.791%	-1.862%	-1.862%	3.157%	3.157%	3.157%	3.157%
Escalator	3KHZ	55Hz	0.36%	-0.052%	0.622%	0.626%	0.570%	2.952%	1.610%	1.405%	0.64%	0.642%	0.633%	0.331%	0.331%	0.331%	0.332%
Escalator	3KHZ	55Hz	3.45%	-0.050%	-0.594%	-0.599%	-0.644%	1.443%	1.549%	1.155%	-0.510%	-0.510%	-0.510%	0.356%	0.356%	0.356%	0.357%
Escalator	3KHZ	60Hz	0.39%	-0.122%	-0.359%	-0.369%	-0.480%	2.998%	10.412%	15.309%	-0.221%	-0.190%	-0.190%	0.827%	0.827%	0.827%	0.830%
Escalator	3KHZ	60Hz	4.39%	-0.104%	-2.208%	-1.980%	-2.310%	0.807%	3.666%	6.708%	-1.960%	-2.067%	-2.067%	0.755%	0.755%	0.755%	0.757%
Escalator	4KHZ	40Hz	0.42%	1.119%	6.735%	6.725%	7.929%	6.830%	8.865%	9.219%	6.950%	6.869%	6.871%	-3.743%	-3.743%	-3.736%	-3.728%
Escalator	4KHZ	40Hz	3.83%	0.789%	2.624%	2.581%	3.433%	2.782%	-6.092%	-6.007%	1.276%	1.669%	1.671%	-2.723%	-2.723%	-2.723%	-2.728%
Escalator	4KHZ	45Hz	0.37%	-0.357%	5.276%	5.244%	4.900%	5.344%	0.447%	0.090%	4.939%	4.954%	4.954%	1.550%	1.550%	1.550%	1.549%
Escalator	4KHZ	45Hz	3.33%	-1.470%	-1.122%	-2.567%	-2.567%	-0.712%	-10.148%	-10.910%	-1.611%	-2.177%	-2.177%	7.501%	7.501%	7.501%	7.474%
Escalator	4KHZ	50Hz	0.40%	0.203%	3.815%	3.821%	4.028%	3.348%	-4.443%	-4.864%	3.492%	3.439%	3.439%	-1.256%	-1.256%	-1.256%	-1.258%
Escalator	4KHZ	50Hz	3.13%	0.218%	4.000%	4.044%	4.226%	1.632%	-5.659%	-6.948%	3.697%	3.542%	3.542%	-1.407%	-1.407%	-1.407%	-1.410%
Escalator	4KHZ	55Hz	0.36%	-0.112%	0.195%	0.223%	0.083%	3.390%	3.355%	2.661%	0.248%	0.257%	0.257%	0.773%	0.773%	0.773%	0.775%
Escalator	4KHZ	55Hz	3.39%	-0.532%	-0.461%	-0.573%	-0.573%	1.355%	3.743%	2.505%	-0.414%	-0.384%	-0.384%	0.300%	0.300%	0.300%	0.304%
Escalator	4KHZ	60Hz	0.42%	0.766%	6.335%	6.293%	7.150%	1.987%	3.691%	1.828%	-0.597%	-0.595%	-0.595%	0.421%	0.421%	0.421%	0.422%
Escalator	4KHZ	60Hz	4.39%	0.007%	-0.043%	0.089%	-0.036%	0.816%	0.057%	-4.325%	0.069%	-0.040%	-0.040%	-0.046%	-0.046%	-0.046%	-0.045%
Escalator	5KHZ	40Hz	0.37%	-0.543%	5.874%	5.893%	5.299%	5.958%	-0.100%	-0.384%	5.750%	5.235%	5.235%	2.468%	2.468%	2.468%	2.464%
Escalator	5KHZ	45Hz	3.33%	-1.383%	-0.115%	-0.127%	-1.496%	0.242%	-0.912%	-0.449%	0.833%	-0.230%	-0.230%	7.052%	7.052%	7.052%	7.033%
Escalator	5KHZ	50Hz	0.40%	0.445%	7.402%	7.366%	7.881%	4.614%	-15.594%	-16.060%	6.552%	6.247%	6.247%	-2.871%	-2.871%	-2.871%	-2.883%
Escalator	5KHZ	50Hz	3.13%	0.067%	6.673%	6.670%	6.744%	4.592%	-24.547%	-25.513%	5.630%	5.366%	5.366%	-0.543%	-0.543%	-0.543%	-0.563%
Escalator	5KHZ	55Hz	0.36%	-0.016%	0.650%	0.634%	0.634%	2.405%	2.993%	1.389%	0.680%	0.681%	0.681%	0.095%	0.095%	0.095%	0.096%
Escalator	5KHZ	55Hz	3.52%	-0.024%	-0.049%	0.022%	-0.071%	1.466%	6.916%	6.130%	0.107%	0.155%	0.155%	0.165%	0.165%	0.165%	0.170%
Escalator	5KHZ	60Hz	0.39%	0.054%	0.765%	0.798%	0.820%	2.114%	-0.150%	-1.238%	0.751%	0.737%	0.737%	-0.404%	-0.404%	-0.404%	-0.404%
Escalator	5KHZ	60Hz	4.39%	0.019%	0.569%	0.694%	0.587%	0.843%	-1.562%	-4.535%	0.626%	0.478%	0.478%	-0.138%	-0.138%	-0.138%	-0.139%
Vectorial	3KHZ	40Hz	0.42%	1.840%	15.614%	15.348%	17.742%	15.834%	-20.924%	-20.936%	11.245%	11.167%	11.167%	-5.161%	-5.161%	-5.161%	-5.172%
Vectorial	3KHZ	40Hz	3.83%	1.858%	11.577%	11.466%	13.651%	11.794%	4.060%	4.888%	10.920%	10.577%	10.577%	-5.719%	-5.719%	-5.719%	-5.712%
Vectorial	3KHZ	45Hz	0.37%	1.103%	16.062%	16.010%	17.343%	16.155%	10.337%	9.586%	15.670%	15.555%	15.555%	-4.018%	-4.018%	-4.018%	-4.008%
Vectorial	3KHZ	45Hz	3.56%	0.475%	13.032%	12.716%	13.569%	13.298%	-8.334%	-9.210%	10.720%	10.537%	10.537%	-2.047%	-2.047%	-2.047%	-2.053%
Vectorial	3KHZ	50Hz	0.40%	2.032%	11.869%	11.940%	14.142%	11.719%	18.243%	17.614%	12.274%	12.367%	12.367%	-9.159%	-9.159%	-9.159%	-9.137%
Vectorial	3KHZ	50Hz	3.13%	1.318%	12.668%	12.457%	14.152%	11.254%	-29.350%	-29.511%	8.762%	8.448%	8.448%	-6.983%	-6.983%	-6.983%	-7.008%
Vectorial	3KHZ	55Hz	0.465%	0.465%	18.300%	18.093%	18.850%	14.695%	-3.322%	-3.792%	17.521%	16.997%	16.997%	-3.009%	-3.009%	-3.009%	-3.010%
Vectorial	3KHZ	55Hz	3.52%	0.147%	8.518%	8.474%	8.678%	9.283%	-3.628%	-4.730%	7.910%	7.939%	7.939%	-1.118%	-1.118%	-1.118%	-1.121%
Vectorial	3KHZ	60Hz	0.39%	0.296%	4.077%	3.873%	4.385%	3.263%	-16.604%	-18.992%	3.700%	3.679%	3.679%	-2.018%	-2.018%	-2.018%	-2.024%
Vectorial	3KHZ	60Hz	4.39%	0.164%	2.636%	2.796%	2.804%	3.043%	-0.236%	-14.291%	2.680%	2.567%	2.567%	-1.151%	-1.151%	-1.151%	-1.151%
Vectorial	4KHZ	40Hz	0.42%	0.460%	14.008%	13.962%	14.533%	14.165%	-2.110%	-2.140%	12.327%	11.831%	11.831%	-1.421%	-1.421%	-1.421%	-1.422%
Vectorial	4KHZ	40Hz	3.83%	0.515%	12.249%	12.164%	12.827%	12.426%	-6.520%	-6.216%	10.886%	10.109%	10.109%	-1.719%	-1.719%	-1.719%	-1.722%
Vectorial	4KHZ	45Hz	0.37%	1.637%	17.647%	17.679%	19.572%	17.814%	-9.013%	-11.227%	14.604%	14.953%	14.953%	-5.955%	-5.955%	-5.955%	-5.957%
Vectorial	4KHZ	45Hz	3.56%	0.781%	15.542%	15.422%	16.444%	15.832%	-5.748%	-6.797%	14.007%	12.958%	12.958%	-3.398%	-3.398%	-3.398%	-3.401%
Vectorial	4KHZ	50Hz	0.40%	1.308%	21.535%	21.515%	23.125%	21.739%	3.787%	3.166%	19.174%	19.801%	19.801%	-6.276%	-6.276%	-6.276%	-6.266%
Vectorial	4KHZ	50Hz	3.13%	0.822%	13.405%	13.288%	14.337%	11.788%	-19.295%	-19.096%	10.934%	10.351%	10.351%	-4.691%	-4.691%	-4.691%	-4.707%
Vectorial	4KHZ	55Hz	0.36%	0.514%	21.314%	21.083%	21.938%	16.288%	-6.994%	-10.075%	19.781%	19.577%	19.577%	-3.430%	-3.430%	-3.430%	-3.433%
Vectorial	4KHZ	55Hz	3.52%	0.100%	7.131%	7.115%	7.238%	8.784%	1.261%	-10.220%	6.864%	6.864%	6.864%	-0.820%	-0.820%	-0.820%	-0.819%
Vectorial	4KHZ	60Hz	0.39%	0.156%	4.997%	5.026%	5.160%	5.244%	1.511%	0.248%	4.896%	4.909%	4.909%	-1.179%	-1.179%	-1.179%	-1.177%
Vectorial	4KHZ	60Hz	4.39%	-0.015%	-0.198%	-0.045%	-0.213%	1.226%	-4.544%	-0.093%	-0.184%	-0.187%	-0.187%	0.107%	0.107%	0.107%	0.107%
Vectorial	5KHZ	40Hz	0.42%	1.706%	15.439%	15.403%	17.409%	15.713%	-4.139%	-4.144%	11.985%	12.039%	12.039%	-5.035%	-5.035%	-5.035%	-5.034%
Vectorial	5KHZ	40Hz	3.83%	1.824%	12.420%	12.195%	14.470%	12.791%	-0.764%	-0.410%	7.221%	9.522%	9.522%	-5.758%	-5.758%	-5.758%	-5.751%
Vectorial	5KHZ	45Hz	0.37%	1.622%	16.970%	16.912%	18.867%	17.187%	-14.112%	-14.416%	15.406%	11.579%	11.579%	-5.999%	-5.999%	-5.999%	-6.010%

Anexo II.2 – Parámetros Diferencia de TENSION.

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	F.F. (M01-M04)%	THD V if (M01-M04)%	THF if (M01-M04)%	WTHD if (M01-M04)%	TTHDg V if (M01-M04)%	TTHDS V if (M01-M04)%	TTHDg V if (M01-M04)%	TH IHDS V if (M01-M04)%	TH IHDS V if (M01-M04)%	TH IHDS V if (M01-M04)%	TTHDg V if (M01-M04)%
Vectorial	5KHz	45Hz	3,56%	0,947%	14,115%	15,503%	14,805%	-7,799%	-6,725%	10,488%	10,136%	-10,279%	-4,156%	-4,162%
Vectorial	5KHz	50Hz	0,40%	0,293%	16,140%	16,481%	16,129%	-1,714%	-2,115%	14,674%	13,749%	13,760%	-1,784%	-1,784%
Vectorial	5KHz	50Hz	3,13%	0,085%	16,841%	16,941%	16,545%	-11,149%	-11,226%	15,122%	14,474%	14,503%	-0,699%	-0,711%
Vectorial	5KHz	55Hz	0,36%	0,181%	15,832%	15,784%	15,355%	-11,228%	-12,120%	14,809%	14,568%	14,568%	-1,401%	-1,409%
Vectorial	5KHz	55Hz	3,52%	0,095%	6,559%	6,661%	8,474%	6,352%	1,128%	6,476%	6,486%	6,486%	-0,794%	-0,790%
Vectorial	5KHz	60Hz	0,39%	-0,126%	0,489%	0,362%	5,298%	3,645%	2,540%	0,575%	0,585%	0,585%	0,885%	0,887%
Vectorial	5KHz	60Hz	4,39%	-0,156%	-3,395%	-3,546%	0,532%	-1,235%	-1,238%	-3,164%	-3,164%	-3,164%	1,200%	1,201%
PCE	4KHz	40Hz	0,42%	0,747%	4,977%	5,761%	5,062%	-1,515%	-1,785%	3,965%	3,965%	3,502%	-2,293%	-2,291%
PCE	4KHz	40Hz	3,83%	-0,212%	3,713%	3,492%	3,626%	-3,427%	-4,267%	1,988%	1,988%	1,450%	0,642%	0,634%
PCE	4KHz	45Hz	0,37%	0,845%	4,843%	5,729%	5,154%	-0,891%	-0,891%	3,249%	3,207%	3,207%	-3,365%	-3,357%
PCE	4KHz	45Hz	3,33%	0,852%	3,060%	3,348%	3,366%	2,917%	2,562%	3,161%	2,969%	2,969%	-3,434%	-3,414%
PCE	4KHz	50Hz	0,40%	1,125%	4,942%	4,581%	4,136%	0,934%	0,865%	3,723%	3,688%	3,693%	-6,196%	-6,147%
PCE	4KHz	50Hz	3,13%	1,034%	6,807%	7,911%	2,646%	-2,779%	-3,676%	3,533%	3,342%	3,350%	-5,805%	-5,784%
PCE	4KHz	55Hz	0,36%	0,064%	1,334%	1,119%	1,399%	-1,020%	-1,099%	0,499%	0,485%	0,485%	-0,410%	-0,415%
PCE	4KHz	55Hz	3,45%	0,023%	-1,293%	-1,270%	-1,529%	1,525%	1,776%	-0,134%	-0,127%	-0,127%	-0,142%	-0,127%
PCE	4KHz	60Hz	0,39%	0,043%	3,906%	3,197%	3,950%	-0,723%	-0,763%	1,532%	1,531%	1,525%	-0,294%	-0,299%
PCE	4KHz	60Hz	4,39%	-0,046%	-0,914%	-0,969%	0,449%	-0,099%	-1,247%	-0,332%	-0,471%	-0,447%	0,293%	0,288%
PCN	4KHz	40Hz	0,42%	0,442%	4,596%	4,334%	4,648%	1,416%	1,708%	3,933%	3,933%	3,944%	-1,447%	-1,442%
PCN	4KHz	40Hz	3,83%	0,573%	4,189%	4,787%	4,437%	-0,036%	-0,552%	3,469%	3,048%	3,070%	-2,039%	-2,034%
PCN	4KHz	45Hz	0,37%	0,644%	3,781%	4,449%	3,819%	-0,148%	-0,531%	2,844%	2,787%	2,795%	-2,708%	-2,698%
PCN	4KHz	45Hz	3,41%	0,931%	6,531%	7,524%	5,182%	1,273%	0,676%	5,244%	4,885%	4,922%	-4,511%	-4,480%
PCN	4KHz	50Hz	0,40%	-0,206%	2,647%	2,509%	2,435%	0,851%	0,819%	2,116%	2,117%	2,124%	1,122%	1,120%
PCN	4KHz	50Hz	3,13%	-0,052%	2,165%	2,002%	2,112%	-2,530%	-2,502%	1,438%	1,296%	1,311%	0,288%	0,279%
PCN	4KHz	55Hz	0,36%	0,034%	0,911%	0,638%	0,945%	1,801%	-2,336%	-0,267%	-0,256%	-0,204%	-0,204%	-0,223%
PCN	4KHz	55Hz	3,45%	0,017%	-0,868%	-0,815%	-0,064%	-2,117%	-2,499%	-1,337%	-1,403%	-1,387%	-0,075%	-0,095%
PCN	4KHz	60Hz	0,39%	0,028%	3,165%	2,992%	3,194%	-0,818%	-1,289%	1,424%	1,324%	1,334%	-0,208%	-0,214%
PCN	4KHz	60Hz	4,39%	-0,002%	0,313%	0,505%	1,109%	1,038%	0,729%	0,758%	0,735%	0,735%	-0,003%	0,006%
VBD	10KHz	40Hz	3,83%	-2,024%	-1,569%	-1,984%	-1,782%	-4,235%	3,381%	2,724%	2,527%	2,553%	3,807%	3,808%
VBD	10KHz	40Hz	0,37%	-10,163%	-48,886%	-42,217%	-54,090%	1,732%	0,328%	-29,984%	-29,252%	-29,340%	45,918%	45,676%
VBD	10KHz	45Hz	3,33%	-3,679%	-22,091%	-19,039%	-24,957%	-24,668%	-2,068%	-13,706%	-13,396%	-13,556%	18,314%	18,177%
VBD	10KHz	50Hz	0,40%	-9,931%	-47,844%	-40,523%	-53,023%	-7,062%	-6,765%	-26,470%	-25,886%	-25,994%	59,595%	59,544%
VBD	10KHz	50Hz	3,13%	-0,063%	6,063%	5,288%	5,986%	0,515%	0,155%	3,101%	3,188%	3,188%	0,296%	0,301%
VBD	10KHz	55Hz	0,36%	-1,621%	-8,017%	-5,546%	-8,108%	1,284%	1,435%	-1,385%	-1,227%	-1,251%	7,336%	7,246%
VBD	10KHz	55Hz	3,45%	-0,017%	-0,605%	-0,374%	0,661%	0,977%	1,149%	0,589%	0,489%	0,495%	0,096%	0,126%
VBD	10KHz	60Hz	0,39%	-0,830%	-2,583%	-0,920%	-1,974%	-0,371%	-0,838%	-0,850%	-0,872%	-0,872%	5,118%	4,946%
VBD	10KHz	60Hz	4,39%	-0,063%	-0,068%	-0,064%	2,961%	0,262%	0,324%	0,199%	0,189%	0,179%	0,430%	0,424%
VBN	10KHz	40Hz	0,42%	-0,508%	3,896%	3,459%	3,665%	3,002%	0,734%	2,442%	2,442%	2,442%	1,311%	1,310%
VBN	10KHz	40Hz	3,83%	-0,253%	4,486%	3,984%	4,221%	1,986%	-1,508%	1,545%	1,232%	1,142%	0,663%	0,659%
VBN	10KHz	45Hz	0,37%	0,690%	5,679%	4,732%	6,407%	-0,855%	-0,732%	3,152%	2,973%	2,946%	-2,618%	-2,609%
VBN	10KHz	45Hz	3,48%	0,638%	7,017%	5,422%	5,976%	-2,056%	-2,181%	2,902%	2,261%	2,344%	-2,537%	-2,534%
VBN	10KHz	50Hz	0,40%	-0,152%	1,903%	1,147%	3,771%	0,752%	-0,271%	0,618%	0,618%	0,608%	0,969%	0,934%
VBN	10KHz	50Hz	3,13%	-0,143%	1,118%	1,138%	3,527%	-0,517%	-0,517%	0,563%	0,462%	0,465%	0,962%	0,944%
VBN	10KHz	55Hz	0,36%	-0,031%	2,586%	2,554%	3,767%	-0,737%	-1,474%	0,671%	0,536%	0,540%	0,191%	0,160%
VBN	10KHz	55Hz	3,45%	-0,065%	-0,030%	-0,058%	1,979%	1,650%	1,543%	1,122%	1,084%	1,080%	0,400%	0,442%
VBN	10KHz	60Hz	0,39%	-0,072%	-4,255%	-2,901%	-4,324%	-1,990%	-2,508%	-2,674%	-2,661%	-2,661%	0,646%	0,548%
VBN	10KHz	60Hz	4,39%	-0,050%	-4,407%	-3,504%	-4,455%	1,354%	1,661%	-0,285%	-0,285%	-0,285%	0,365%	0,399%
Red		50Hz	0,47%	-0,008%	2,304%	2,328%	3,619%	-0,368%	-46,790%	2,302%	2,302%	2,302%	12,778%	12,778%
Red		50Hz	4,33%	0,008%	-3,484%	-3,416%	-4,304%	-13,895%	-27,892%	-3,548%	-3,547%	-3,547%	11,378%	-13,258%

Anexo II.2 – Parámetros Diferencia de TENSIÓN.

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	TIHDS V IFFH (MO1-MO4)%	TNHDF (MO1-MO4)%	TH_IHDg_V_IfFH (MO1-MO4)%	TH_IHDS_V_IfFH (MO1-MO4)%	TDC (MO1-MO4)%	PHBBDq_5_7_11 (MO1-MO4)%	PHBBDs_5_7_11 (MO1-MO4)%	SgIH_2_4_6 (MO1-MO4)%	SgIH_0_norm (MO1-MO4)%	PIHBB1 (MO1-MO4)%	SgIH_1_norm (MO1-MO4)%	SgIH_2_norm (MO1-MO4)%
Escalator	3KHZ	40Hz	0.42%	1.780%	1.216%	1.814%	1.814%	1.250%	-3.915%	-41.367%	-11.623%	-23.374%	29.522%	13.184%	-3.916%
Escalator	3KHZ	40Hz	3.83%	3.702%	2.619%	3.714%	3.714%	2.623%	-6.307%	-5.895%	-5.895%	-31.964%	5.811%	-6.063%	-20.559%
Escalator	3KHZ	45Hz	0.37%	1.625%	1.233%	1.664%	1.664%	1.271%	-11.929%	-43.454%	5.067%	5.861%	49.589%	55.745%	5.192%
Escalator	3KHZ	45Hz	3.33%	3.737%	2.904%	3.720%	3.721%	2.890%	8.302%	-3.721%	-15.851%	-56.167%	-0.342%	-32.629%	-19.940%
Escalator	3KHZ	50Hz	0.40%	0.601%	0.478%	0.697%	0.697%	0.573%	-20.045%	13.542%	18.320%	46.081%	18.113%	34.172%	34.172%
Escalator	3KHZ	50Hz	3.13%	3.157%	2.637%	3.066%	3.066%	2.547%	-36.291%	-38.607%	6.050%	-46.764%	-33.401%	-45.274%	38.352%
Escalator	3KHZ	55Hz	0.36%	0.332%	0.280%	0.340%	0.340%	0.288%	-5.208%	-0.599%	-0.599%	11.125%	14.161%	-15.860%	-1.088%
Escalator	3KHZ	55Hz	3.45%	0.356%	0.306%	0.334%	0.334%	0.283%	-4.254%	0.871%	7.777%	11.458%	-4.022%	-5.268%	-5.268%
Escalator	3KHZ	60Hz	4.39%	0.829%	0.707%	0.803%	0.803%	0.680%	-7.019%	-7.030%	-13.864%	48.583%	-17.792%	2.129%	-3.850%
Escalator	3KHZ	60Hz	4.39%	0.753%	0.652%	0.696%	0.696%	0.590%	-5.955%	-5.956%	13.219%	-16.763%	-36.093%	-57.863%	23.096%
Escalator	4KHZ	40Hz	0.42%	-3.736%	-2.642%	-3.654%	-3.654%	-2.559%	18.208%	-25.572%	-6.191%	-11.465%	-4.965%	-0.993%	18.725%
Escalator	4KHZ	40Hz	3.83%	-2.726%	-1.991%	-2.690%	-2.690%	-1.954%	-11.563%	-34.882%	-39.465%	23.620%	82.726%	25.090%	-38.152%
Escalator	4KHZ	45Hz	0.37%	1.549%	1.186%	1.594%	1.594%	1.230%	-4.534%	-31.202%	-3.108%	34.435%	46.034%	39.763%	-1.046%
Escalator	4KHZ	45Hz	3.33%	7.476%	5.894%	7.379%	7.379%	5.800%	39.621%	-28.949%	-39.106%	-64.339%	-42.697%	-45.780%	-55.920%
Escalator	4KHZ	50Hz	0.40%	-1.259%	-1.034%	-1.171%	-1.171%	-0.946%	43.437%	75.451%	18.323%	-0.608%	-7.046%	-13.963%	83.840%
Escalator	4KHZ	50Hz	3.13%	-1.411%	-1.178%	-1.322%	-1.322%	-1.090%	29.212%	-7.018%	-31.531%	-23.053%	-29.408%	-5.343%	5.343%
Escalator	4KHZ	55Hz	0.36%	0.774%	0.662%	0.757%	0.757%	0.645%	-7.802%	-7.805%	-1.014%	6.370%	7.742%	1.129%	0.425%
Escalator	4KHZ	55Hz	3.39%	0.302%	0.282%	0.282%	0.282%	0.241%	-3.944%	-3.944%	-0.663%	16.713%	15.761%	15.184%	-2.541%
Escalator	4KHZ	60Hz	4.39%	0.421%	0.364%	0.396%	0.396%	0.338%	-5.025%	-5.025%	10.923%	1.453%	34.009%	-12.112%	-9.636%
Escalator	4KHZ	60Hz	4.39%	-0.048%	-0.039%	-0.045%	-0.045%	-0.039%	-0.844%	-0.830%	10.134%	-33.764%	-2.452%	-17.149%	32.482%
Escalator	5KHZ	40Hz	0.42%	2.551%	-1.890%	-2.477%	-2.477%	-1.816%	-21.022%	-33.063%	20.825%	11.640%	11.067%	10.756%	0.216%
Escalator	5KHZ	40Hz	3.83%	2.042%	1.464%	2.036%	2.036%	1.459%	-13.047%	-40.453%	-13.719%	1.212%	10.648%	1.329%	-42.597%
Escalator	5KHZ	45Hz	0.37%	2.464%	1.906%	2.507%	2.507%	1.949%	2.621%	-23.058%	-0.544%	-33.888%	-30.664%	-26.875%	-16.089%
Escalator	5KHZ	45Hz	3.33%	7.038%	5.566%	6.957%	6.957%	5.471%	17.901%	-38.354%	-34.770%	-29.708%	-27.798%	-55.066%	-55.066%
Escalator	5KHZ	50Hz	0.40%	-2.882%	-2.397%	-2.702%	-2.702%	-2.166%	83.454%	-19.232%	80.318%	-19.288%	-29.148%	-39.646%	1.203%
Escalator	5KHZ	50Hz	3.13%	-0.563%	-0.490%	-0.427%	-0.427%	-0.355%	20.740%	-16.079%	-16.079%	-36.132%	-11.198%	-42.138%	-26.521%
Escalator	5KHZ	55Hz	0.36%	0.095%	0.080%	0.113%	0.113%	0.097%	-3.488%	-0.383%	-0.383%	1.746%	3.394%	-1.298%	0.273%
Escalator	5KHZ	55Hz	3.52%	0.168%	0.147%	0.165%	0.165%	0.141%	-2.550%	-2.564%	-0.470%	26.924%	25.371%	39.989%	-3.298%
Escalator	5KHZ	60Hz	0.39%	-0.404%	-0.349%	-0.376%	-0.376%	-0.322%	-1.464%	-1.457%	10.924%	-9.578%	-14.558%	-10.861%	11.707%
Escalator	5KHZ	60Hz	4.39%	-0.142%	-0.121%	-0.125%	-0.125%	-0.107%	0.056%	0.056%	13.142%	-37.322%	-11.315%	-66.952%	60.418%
Vectorial	3KHZ	40Hz	0.42%	-5.171%	-3.425%	-5.075%	-5.075%	-3.326%	-6.662%	-35.425%	-0.332%	-57.149%	-39.815%	12.988%	-25.899%
Vectorial	3KHZ	40Hz	3.83%	-5.711%	-3.925%	-5.628%	-5.628%	-3.871%	-13.752%	-46.051%	-28.040%	-48.083%	-52.946%	-36.689%	-51.036%
Vectorial	3KHZ	45Hz	0.37%	-4.011%	-2.949%	-3.875%	-3.875%	-2.814%	-21.973%	-34.959%	-2.816%	-5.700%	-25.069%	-11.462%	-3.934%
Vectorial	3KHZ	45Hz	3.56%	-2.053%	-1.587%	-1.943%	-1.943%	-1.477%	10.510%	-19.347%	-2.130%	-27.718%	-36.208%	-37.866%	5.757%
Vectorial	3KHZ	50Hz	0.40%	-9.139%	-7.294%	-8.946%	-8.946%	-7.099%	-10.595%	-14.610%	66.987%	-14.734%	34.762%	25.024%	118.316%
Vectorial	3KHZ	50Hz	3.13%	-7.007%	-5.793%	-6.811%	-6.811%	-5.593%	69.933%	77.035%	-8.179%	-65.238%	-46.342%	-71.211%	-18.353%
Vectorial	3KHZ	55Hz	0.36%	-3.010%	-2.559%	-2.718%	-2.718%	-2.265%	56.778%	58.030%	-11.953%	-7.617%	25.516%	-27.840%	-22.926%
Vectorial	3KHZ	55Hz	3.52%	-1.121%	-0.972%	-0.941%	-0.941%	-0.792%	7.449%	7.449%	3.076%	27.921%	23.843%	11.677%	4.103%
Vectorial	3KHZ	60Hz	0.39%	-2.021%	-1.734%	-1.897%	-1.897%	-1.606%	11.914%	11.939%	11.895%	-4.333%	-11.254%	-13.601%	37.696%
Vectorial	3KHZ	60Hz	4.39%	-1.155%	-0.988%	-1.076%	-1.076%	-0.913%	-4.161%	-6.076%	-26.339%	5.978%	-56.974%	11.259%	-9.230%
Vectorial	4KHZ	40Hz	0.42%	-1.422%	-0.952%	-1.348%	-1.348%	-0.877%	-14.808%	-34.821%	-3.086%	3.051%	2.559%	2.309%	-9.330%
Vectorial	4KHZ	40Hz	3.83%	-1.722%	-1.205%	-1.652%	-1.652%	-1.134%	7.645%	-19.637%	-25.615%	-52.623%	-54.498%	-39.039%	-47.176%
Vectorial	4KHZ	45Hz	0.37%	-5.958%	-4.419%	-5.801%	-5.801%	-4.408%	-44.048%	-39.734%	-33.826%	33.468%	26.776%	14.336%	-63.809%
Vectorial	4KHZ	45Hz	3.56%	-3.401%	-2.646%	-3.262%	-3.262%	-2.506%	14.200%	-31.266%	-56.013%	-74.082%	-58.541%	-53.599%	-63.809%
Vectorial	4KHZ	50Hz	0.40%	-6.267%	-4.989%	-6.013%	-6.013%	-4.732%	-16.078%	-21.967%	98.847%	255.655%	320.991%	315.728%	137.224%
Vectorial	4KHZ	50Hz	3.13%	-4.706%	-3.873%	-4.520%	-4.520%	-3.655%	59.431%	-19.339%	-46.500%	-46.500%	-38.637%	-38.637%	-7.717%
Vectorial	4KHZ	55Hz	0.36%	-3.434%	-2.936%	-3.087%	-3.087%	-2.589%	70.716%	76.416%	-17.739%	-12.113%	-22.029%	-38.678%	-8.104%
Vectorial	4KHZ	55Hz	3.52%	-0.820%	-0.718%	-0.660%	-0.660%	-0.561%	4.308%	4.308%	-2.284%	16.160%	14.268%	25.768%	13.687%
Vectorial	4KHZ	60Hz	0.39%	-1.178%	-1.023%	-1.044%	-1.044%	-0.890%	4.851%	4.851%	22.333%	8.657%	-15.798%	66.318%	5.563%
Vectorial	4KHZ	60Hz	4.39%	0.104%	0.092%	0.100%	0.100%	0.086%	-1.990%	-1.987%	-2.332%	-19.073%	-20.430%	-26.737%	6.240%
Vectorial	5KHZ	40Hz	0.42%	-5.034%	-3.342%	-4.934%	-4.934%	-3.240%	27.640%	-3.580%	-3.580%	-80.040%	-84.992%	-72.997%	-10.771%
Vectorial	5KHZ	40Hz	3.83%	-5.751%	-4.160%	-5.658%	-5.658%	-4.065%	-37.988%	-37.988%	-25.504%	69.276%	88.275%	66.983%	-57.416%
Vectorial	5KHZ	45Hz	0.37%	-6.070%	-4.487%	-5.855%	-5.855%	-4.330%	23.736%	-23.394%	-40.950%	-41.424%	-41.864%	-41.864%	1.524%

Anexo II.2 – Parámetros Diferencia de TENSION.

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	TIHDS V. iFHF (M01-M04)%	TNHDF (M01-M04)%	TH IHDq V. iFHF (M01-M04)%	TH IHDS V. iFHF (M01-M04)%	TDC (M01-M04)%	PHBDDq 5_7_11 (M01-M04)%	PHBBDs 5_7_11 (M01-M04)%	PHBBDs 2_4_6 (M01-M04)%	SqH 0_norm (M01-M04)%	SqH 1_norm (M01-M04)%	SqH 2_norm (M01-M04)%	
Vectorial	5KHz	45Hz	3,56%	-4,160%	-3,258%	-4,024%	-1,603%	-3,118%	-35,526%	-53,016%	-15,229%	-15,229%	36,113%	2,510%	-49,383%
Vectorial	5KHz	50Hz	0,40%	-1,784%	-1,377%	-1,603%	-1,603%	-1,196%	-6,262%	22,489%	22,489%	91,566%	-5,106%	-5,843%	150,515%
Vectorial	5KHz	50Hz	3,13%	-0,711%	-0,622%	-0,501%	-0,500%	-0,411%	9,862%	14,511%	-24,020%	-24,653%	-6,348%	-15,063%	-31,727%
Vectorial	5KHz	55Hz	0,36%	-1,409%	-1,230%	-1,141%	-1,141%	-0,961%	18,806%	20,464%	-23,645%	-7,592%	-14,164%	-25,363%	-12,263%
Vectorial	5KHz	55Hz	3,52%	-0,792%	-0,695%	-0,640%	-0,640%	-0,545%	3,323%	16,313%	-10,500%	16,313%	15,026%	14,431%	-5,572%
Vectorial	5KHz	60Hz	0,39%	0,886%	0,759%	0,877%	0,877%	0,750%	-7,567%	-22,835%	12,574%	-8,930%	14,465%	14,465%	-17,927%
Vectorial	5KHz	60Hz	4,39%	1,198%	1,044%	1,099%	1,099%	0,942%	-8,629%	-4,705%	-26,548%	6,019%	-43,930%	-15,397%	-16,208%
PCE	4KHz	40Hz	0,42%	-2,292%	-1,561%	-2,244%	-2,244%	2,618%	3,683%	-6,342%	3,343%	3,343%	-2,319%	-2,319%	-16,208%
PCE	4KHz	40Hz	3,83%	0,635%	0,420%	0,647%	0,648%	0,433%	-4,711%	-14,857%	-29,679%	-22,467%	-60,272%	-60,272%	-27,627%
PCE	4KHz	45Hz	0,37%	-3,358%	-2,540%	-3,279%	-3,279%	-2,462%	1,723%	-9,433%	-8,308%	-8,308%	-6,303%	-6,303%	9,760%
PCE	4KHz	45Hz	3,33%	-3,417%	-2,589%	-3,366%	-3,366%	2,293%	-5,161%	3,849%	-4,260%	-4,260%	-18,024%	-18,024%	1,542%
PCE	4KHz	50Hz	0,40%	-6,158%	-5,091%	-5,978%	-5,978%	-4,919%	18,282%	-0,022%	-2,805%	-2,805%	-7,150%	-2,284%	3,430%
PCE	4KHz	50Hz	3,13%	-5,793%	-4,808%	-5,627%	-5,627%	-4,650%	11,288%	53,327%	7,975%	-13,340%	-6,860%	-36,157%	9,348%
PCE	4KHz	55Hz	0,36%	-0,415%	-0,351%	-0,388%	-0,388%	-0,323%	-1,945%	4,399%	-10,563%	-7,544%	-1,796%	-1,796%	4,309%
PCE	4KHz	55Hz	3,45%	-1,135%	-0,104%	-1,142%	-1,142%	-0,951%	-0,951%	0,541%	-10,098%	-12,013%	-13,341%	-13,341%	3,315%
PCE	4KHz	60Hz	0,39%	-0,298%	-0,256%	-0,257%	-0,257%	-0,215%	-0,653%	2,151%	-0,406%	-0,406%	4,911%	-3,586%	1,623%
PCE	4KHz	60Hz	4,39%	0,279%	0,278%	0,278%	0,279%	-4,400%	-5,203%	4,661%	-6,903%	-6,903%	-18,398%	-29,824%	-5,399%
PCN	4KHz	40Hz	0,42%	-1,443%	-1,006%	-1,396%	-1,396%	-0,960%	0,138%	9,148%	3,694%	-8,642%	-10,855%	-10,855%	27,822%
PCN	4KHz	40Hz	3,83%	-2,036%	-1,472%	-1,989%	-1,989%	-1,427%	-3,430%	12,812%	12,812%	-52,714%	-11,476%	-42,313%	42,137%
PCN	4KHz	45Hz	0,37%	-2,702%	-2,072%	-2,628%	-2,628%	-2,001%	0,566%	-1,072%	-6,739%	-2,753%	-7,838%	-4,386%	-27,227%
PCN	4KHz	45Hz	3,41%	-4,490%	-3,590%	-4,353%	-4,353%	-3,462%	42,285%	20,412%	-32,059%	-32,059%	-24,277%	-30,373%	-10,573%
PCN	4KHz	50Hz	0,40%	1,120%	0,912%	1,146%	1,146%	0,938%	-7,206%	-9,626%	3,688%	-2,133%	-2,658%	0,581%	9,458%
PCN	4KHz	50Hz	3,13%	0,280%	0,190%	0,221%	0,221%	0,314%	-3,376%	-3,101%	-23,969%	-15,744%	-38,984%	-38,984%	-1,557%
PCN	4KHz	55Hz	0,36%	-0,221%	-0,190%	-0,205%	-0,205%	-0,171%	-2,947%	3,430%	-4,307%	-4,307%	9,263%	9,263%	4,013%
PCN	4KHz	55Hz	3,45%	-0,094%	-0,078%	-0,105%	-0,104%	-0,087%	-3,537%	4,116%	-6,534%	-6,534%	-9,566%	-15,518%	9,184%
PCN	4KHz	60Hz	0,39%	0,217%	-0,185%	-0,173%	-0,173%	-0,145%	-2,407%	-2,407%	-0,252%	-0,252%	0,603%	0,603%	3,536%
PCN	4KHz	60Hz	4,39%	0,006%	0,006%	0,011%	0,012%	0,009%	-1,537%	5,422%	0,422%	1,127%	-5,562%	-11,324%	5,860%
VBD	10KHz	40Hz	0,42%	3,808%	2,178%	3,803%	3,803%	2,173%	9,885%	11,056%	12,252%	-0,270%	-9,952%	-9,637%	13,896%
VBD	10KHz	40Hz	3,83%	6,106%	3,956%	6,071%	6,071%	3,925%	8,985%	1,225%	-19,675%	0,873%	-44,723%	-5,518%	13,896%
VBD	10KHz	45Hz	0,37%	45,724%	30,873%	44,784%	44,784%	30,070%	-31,565%	41,769%	12,715%	7,188%	18,221%	12,991%	19,067%
VBD	10KHz	45Hz	3,33%	18,199%	13,832%	17,756%	17,756%	13,424%	-14,565%	23,198%	15,589%	15,589%	39,599%	-0,449%	21,643%
VBD	10KHz	50Hz	0,40%	58,757%	42,820%	56,992%	56,992%	41,404%	-33,426%	-44,099%	69,926%	76,630%	99,260%	90,606%	87,168%
VBD	10KHz	50Hz	3,13%	0,295%	0,235%	0,406%	0,406%	0,343%	-6,121%	-2,041%	-5,481%	-5,481%	5,624%	-23,949%	-8,689%
VBD	10KHz	55Hz	0,36%	7,263%	5,507%	7,164%	7,164%	5,427%	-2,414%	14,794%	15,101%	15,101%	20,774%	20,774%	21,759%
VBD	10KHz	55Hz	3,45%	0,127%	0,110%	0,116%	0,116%	0,097%	-2,742%	4,511%	-13,861%	-13,861%	-23,896%	-24,981%	-4,670%
VBD	10KHz	60Hz	0,39%	4,957%	4,076%	4,882%	4,882%	4,012%	6,605%	5,238%	32,467%	3,643%	15,264%	11,211%	17,799%
VBD	10KHz	60Hz	4,39%	0,427%	0,362%	0,418%	0,417%	0,356%	-4,356%	8,771%	13,489%	21,559%	21,559%	-1,946%	32,391%
VBN	10KHz	40Hz	0,42%	1,310%	0,796%	1,316%	1,316%	0,801%	8,335%	11,155%	-6,524%	2,181%	-1,434%	-2,757%	-20,055%
VBN	10KHz	40Hz	3,83%	0,657%	0,404%	0,665%	0,665%	0,410%	2,001%	-9,460%	-9,460%	-9,460%	8,651%	-28,327%	-20,078%
VBN	10KHz	45Hz	0,37%	-2,610%	-1,937%	-2,552%	-2,552%	-1,880%	16,003%	16,003%	6,615%	6,615%	6,770%	-0,673%	2,010%
VBN	10KHz	45Hz	3,48%	-2,535%	-1,914%	-2,483%	-2,482%	-1,860%	18,975%	-1,149%	-15,866%	-15,866%	-14,701%	-30,912%	-1,841%
VBN	10KHz	50Hz	0,40%	0,948%	0,779%	0,954%	0,954%	0,801%	-12,477%	4,081%	5,339%	5,339%	24,172%	11,561%	4,863%
VBN	10KHz	50Hz	3,13%	0,935%	0,793%	0,940%	0,940%	0,797%	-12,462%	4,799%	4,799%	-7,095%	-7,153%	-24,945%	3,936%
VBN	10KHz	55Hz	0,36%	1,144%	0,124%	0,209%	0,209%	0,176%	-5,764%	0,072%	0,072%	-4,566%	-14,146%	-1,429%	17,799%
VBN	10KHz	55Hz	3,45%	0,433%	0,378%	0,435%	0,435%	0,369%	-3,289%	3,261%	-6,815%	-6,815%	-2,292%	-4,810%	8,861%
VBN	10KHz	60Hz	0,39%	0,545%	0,475%	0,475%	0,475%	0,403%	-9,727%	10,229%	24,846%	3,007%	1,355%	3,216%	6,315%
VBN	10KHz	60Hz	4,39%	0,406%	0,348%	0,333%	0,333%	0,283%	-5,321%	5,510%	-5,682%	-0,045%	-0,045%	-11,251%	9,776%
Red	50Hz	0,47%	-37,521%	0,702%	2,303%	2,303%	2,303%	2,294%	-8,659%	-68,370%	-68,370%	-0,827%	-1,937%	-18,896%	-52,700%
Red	50Hz	4,33%	-26,737%	-13,248%	-3,545%	-3,545%	-3,545%	-3,536%	9,271%	-49,316%	-49,316%	6,172%	-3,432%	-7,346%	-25,024%

Anexo II.2 – Parámetros Diferencia de TENSIÓN.

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH ₂ norm (MO1-MO4)%	SgH ₃ norm (MO1-MO4)%	SgH ₃ norm SgH ₃ norm (MO1-MO4)%	PIHBBDD 5 (MO1-MO4)%	gH ₅ norm (MO1-MO4)%	PIHBBDD 7 (MO1-MO4)%	gH ₇ norm (MO1-MO4)%	PIHBBDD 11 (MO1-MO4)%	gH ₁₁ norm (MO1-MO4)%	PIHBBDD 15.7.11 (MO1-MO4)%	PHFD fc 1 (MO1-MO4)%	PHFD fc 2 (MO1-MO4)%	PHFD fc 3 (MO1-MO4)%
Escalator	3KHZ	40Hz	0.42%	-19,631%	6,1322%	17,5833%	-2,080%	-40,524%	-8,8223%	10,341%	64,484%	18,915%	25,857%	-0,622%	3,594%	4,275%
Escalator	3KHZ	40Hz	3.83%	-43,661%	5,4159%	-2,4633%	-20,251%	-24,683%	-20,072%	-15,5133%	43,172%	29,937%	10,674%	-1,292%	7,893%	9,698%
Escalator	3KHZ	45Hz	0.37%	-0,859%	5,094%	45,556%	-19,039%	-46,660%	2,077%	19,8333%	-3,509%	-6,153%	21,108%	-0,106%	3,132%	3,704%
Escalator	3KHZ	45Hz	3.33%	-58,473%	2,5955%	-13,259%	-28,711%	-33,284%	-24,184%	-32,2255%	40,568%	52,915%	1,156%	-0,725%	6,878%	7,127%
Escalator	3KHZ	50Hz	0.40%	-11,652%	7,155%	8,445%	-17,395%	-30,004%	-33,751%	-11,118%	-25,342%	5,081%	4,468%	0,422%	0,867%	0,329%
Escalator	3KHZ	50Hz	3.13%	-36,498%	6,946%	-24,633%	10,967%	-46,228%	38,245%	-28,369%	31,422%	51,262%	4,678%	1,602%	4,802%	-3,922%
Escalator	3KHZ	55Hz	0.36%	16,586%	5,183%	9,717%	-6,317%	-6,087%	-6,193%	0,079%	-25,414%	-0,866%	4,774%	0,331%	0,321%	0,272%
Escalator	3KHZ	55Hz	3.45%	-4,941%	4,098%	-7,836%	11,408%	-4,098%	2,190%	1,592%	-2,968%	2,190%	9,913%	0,392%	0,333%	0,277%
Escalator	3KHZ	60Hz	0.39%	54,824%	7,816%	-10,789%	40,431%	-8,669%	79,862%	6,060%	41,146%	-14,655%	9,901%	0,801%	0,822%	0,772%
Escalator	3KHZ	60Hz	4.39%	13,363%	7,055%	-49,132%	173,813%	-7,147%	48,298%	3,292%	135,797%	1,819%	19,804%	0,840%	0,868%	0,707%
Escalator	4KHZ	40Hz	0.42%	-23,134%	6,865%	-18,172%	69,617%	53,805%	11,035%	9,970%	-61,957%	-1,876%	19,622%	1,876%	-7,622%	-8,191%
Escalator	4KHZ	40Hz	3.83%	-69,789%	2,862%	-51,889%	1,575%	-2,721%	-24,084%	-21,756%	137,318%	20,114%	3,702%	-6,025%	-6,605%	-6,605%
Escalator	4KHZ	45Hz	0.37%	39,649%	5,384%	55,947%	-9,400%	-14,384%	-2,317%	-2,236%	28,390%	30,102%	-0,950%	-0,075%	3,114%	2,485%
Escalator	4KHZ	45Hz	3.33%	-73,315%	-0,639%	-45,296%	45,291%	39,845%	186,535%	89,186%	-60,770%	-58,508%	32,143%	-2,381%	14,767%	17,697%
Escalator	4KHZ	50Hz	0.40%	-17,171%	3,181%	41,717%	77,440%	81,824%	12,387%	46,806%	-31,636%	6,489%	-4,864%	0,209%	-2,079%	4,379%
Escalator	4KHZ	50Hz	3.13%	-51,634%	0,455%	-40,245%	-20,285%	28,695%	-3,803%	36,970%	59,926%	-21,430%	-13,210%	-0,409%	-1,956%	4,280%
Escalator	4KHZ	55Hz	0.36%	5,190%	6,489%	9,248%	13,334%	-9,545%	3,182%	3,522%	2,309%	-10,129%	7,256%	0,706%	0,739%	0,730%
Escalator	4KHZ	55Hz	3.39%	17,360%	3,804%	42,137%	14,080%	-4,609%	1,018%	0,559%	-3,583%	-1,443%	13,478%	0,325%	0,274%	0,246%
Escalator	4KHZ	60Hz	4.39%	-8,633%	5,429%	-5,121%	5,375%	-5,768%	7,085%	0,010%	18,751%	-2,218%	18,032%	0,398%	0,486%	0,347%
Escalator	5KHZ	40Hz	0.42%	6,344%	2,882%	-2,078%	-5,687%	-0,362%	2,167%	-4,709%	-32,074%	-2,830%	-4,838%	-0,053%	-0,075%	-0,009%
Escalator	5KHZ	40Hz	3.83%	-76,393%	6,441%	34,556%	-19,990%	-21,853%	-54,774%	-47,477%	37,574%	36,416%	-0,511%	0,990%	-5,386%	-6,003%
Escalator	5KHZ	45Hz	0.37%	35,095%	6,000%	29,472%	-2,089%	-5,142%	13,580%	13,206%	-15,908%	1,238%	-3,904%	-0,482%	4,317%	4,280%
Escalator	5KHZ	45Hz	3.33%	-71,721%	3,486%	-45,792%	22,043%	140,212%	20,423%	69,999%	-67,361%	7,155%	-0,369%	-0,949%	-15,949%	7,400%
Escalator	5KHZ	50Hz	3.13%	-73,000%	3,460%	-63,835%	8,453%	19,415%	-18,040%	24,327%	40,261%	-18,826%	-8,115%	-0,344%	-0,963%	1,778%
Escalator	5KHZ	55Hz	0.36%	35,376%	4,084%	9,973%	8,251%	-3,955%	-6,150%	-1,979%	4,308%	5,626%	3,161%	0,118%	0,028%	0,028%
Escalator	5KHZ	55Hz	3.52%	-9,048%	3,387%	43,873%	8,251%	-2,724%	1,904%	-2,382%	2,614%	-2,822%	23,689%	0,203%	0,170%	0,111%
Escalator	5KHZ	60Hz	4.39%	-20,845%	3,472%	-20,558%	-20,558%	-1,274%	-14,757%	-3,911%	-19,321%	9,144%	-16,382%	-0,375%	-0,422%	-0,479%
Escalator	5KHZ	60Hz	3.52%	39,884%	1,432%	-58,383%	0,462%	2,856%	0,071%	2,856%	5,067%	12,908%	-4,173%	-0,181%	-0,227%	-0,157%
Vectorial	3KHZ	40Hz	0.42%	-34,661%	15,888%	16,188%	4,739%	-23,407%	1,215%	24,954%	14,298%	-12,874%	-20,513%	3,047%	-9,899%	-10,006%
Vectorial	3KHZ	40Hz	3.83%	-74,874%	11,943%	-46,758%	-27,858%	-43,990%	-32,333%	-13,676%	-40,43%	33,165%	-40,590%	3,134%	-11,527%	-12,625%
Vectorial	3KHZ	45Hz	0.37%	-34,151%	16,210%	-29,501%	26,247%	2,302%	-27,783%	0,565%	-16,523%	-33,271%	-17,878%	1,705%	-8,503%	-9,785%
Vectorial	3KHZ	45Hz	3.56%	-37,053%	13,376%	-32,959%	-21,259%	-30,784%	-10,580%	-22,710%	30,215%	31,026%	-22,160%	0,923%	-4,453%	-4,849%
Vectorial	3KHZ	50Hz	0.40%	174,148%	11,681%	82,590%	23,334%	-31,359%	11,440%	-12,905%	30,007%	49,537%	28,596%	2,447%	-15,909%	-16,158%
Vectorial	3KHZ	50Hz	3.13%	-44,486%	10,807%	-49,647%	-26,870%	92,312%	3,523%	48,835%	-19,300%	92,561%	-31,427%	0,204%	-11,619%	5,420%
Vectorial	3KHZ	55Hz	0.36%	29,900%	12,711%	-26,892%	63,169%	66,224%	-25,753%	54,136%	-7,228%	-38,781%	18,180%	-1,497%	-4,771%	4,691%
Vectorial	3KHZ	55Hz	3.52%	39,884%	9,686%	36,163%	-4,076%	9,409%	39,309%	-2,559%	71,044%	18,180%	15,412%	-1,009%	-1,286%	-0,603%
Vectorial	3KHZ	60Hz	0.39%	-11,716%	0,325%	-9,064%	-0,466%	15,443%	61,219%	-8,565%	-5,277%	84,202%	0,090%	-1,611%	-2,029%	-1,085%
Vectorial	3KHZ	60Hz	4.39%	-10,735%	2,471%	-56,748%	-14,090%	6,375%	-28,865%	-12,053%	16,293%	-12,887%	-5,319%	-0,893%	-1,033%	-1,563%
Vectorial	4KHZ	40Hz	0.42%	42,040%	14,228%	17,518%	-18,767%	-18,767%	40,004%	-32,796%	22,638%	19,676%	-3,025%	0,421%	-2,618%	-2,601%
Vectorial	4KHZ	40Hz	3.83%	-62,353%	12,531%	-23,998%	50,577%	30,378%	11,032%	8,009%	-17,521%	-17,848%	0,968%	0,615%	-3,408%	-3,378%
Vectorial	4KHZ	45Hz	0.37%	10,595%	17,881%	-0,240%	-49,360%	-49,579%	-80,702%	-74,020%	285,789%	194,791%	-17,113%	2,280%	-12,113%	-14,559%
Vectorial	4KHZ	45Hz	3.56%	-64,010%	16,012%	-33,260%	135,685%	39,941%	31,675%	25,968%	-39,218%	-39,731%	5,964%	1,198%	-6,889%	-6,533%
Vectorial	4KHZ	50Hz	0.40%	-16,953%	21,755%	41,097%	5,566%	-1,227%	-34,641%	-32,137%	-13,515%	-2,372%	3,133%	2,821%	-11,360%	-11,656%
Vectorial	4KHZ	50Hz	3.13%	-74,873%	11,320%	-72,283%	-71,647%	61,919%	136,549%	40,794%	-43,607%	3,405%	-18,938%	-0,729%	-7,154%	4,165%
Vectorial	4KHZ	55Hz	0.36%	2,959%	13,519%	-48,398%	-14,613%	88,558%	-33,908%	62,467%	-6,561%	-48,510%	-24,293%	-1,743%	-5,587%	5,446%
Vectorial	4KHZ	55Hz	3.52%	25,173%	10,143%	24,041%	1,934%	5,975%	-20,344%	20,344%	26,339%	53,689%	11,735%	-0,673%	-0,686%	-0,567%
Vectorial	4KHZ	60Hz	0.39%	15,086%	5,095%	38,215%	-28,149%	6,785%	-16,146%	-8,637%	-31,458%	-1,255%	-20,893%	-1,125%	-1,199%	-1,128%
Vectorial	4KHZ	60Hz	4.39%	-26,616%	4,282%	-7,066%	-4,776%	-2,009%	-1,616%	1,511%	-4,880%	-16,008%	-11,170%	0,152%	0,010%	-0,178%
Vectorial	5KHZ	40Hz	0.42%	-26,616%	15,793%	-17,153%	159,395%	104,992%	17,715%	17,111%	-58,199%	-49,070%	-8,546%	2,846%	-9,242%	-9,145%
Vectorial	5KHZ	40Hz	3.83%	-71,049%	12,989%	-23,342%	-23,342%	-25,252%	-72,315%	-60,042%	202,071%	89,759%	6,742%	3,040%	-11,682%	-13,245%
Vectorial	5KHZ	45Hz	0.37%	25,447%	17,264%	-15,986%	-27,192%	-35,165%	308,743%	176,558%	-6,564%	-3,051%	-22,195%	2,154%	-11,991%	-14,261%

Anexo II.2 – Parámetros Diferencia de TENSION.

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	SgH_2 norm (MOI-MO4%)	SgH_3 norm (MOI-MO4%)	SgH_3 norm (MOI-MO4%)	PIHBB_5 (MOI-MO4%)	gH_5 norm (MOI-MO4%)	PIHBB_7 (MOI-MO4%)	gH_7 norm (MOI-MO4%)	PIHBB_11 (MOI-MO4%)	gH_11 norm (MOI-MO4%)	PIHBB_15_7_11 (MOI-MO4%)	PHFD_fc_1 (MOI-MO4%)	PHFD_fc_2 (MOI-MO4%)	PHFD_fc_3 (MOI-MO4%)
Vectorial	5KHZ	45Hz	3,56%	-66,847%	15,110%	-31,4455%	22,148%	10,074%	-12,655%	-14,064%	-50,023%	-47,428%	3,330%	1,363%	-7,938%	-7,528%
Vectorial	5KHZ	50Hz	0,40%	112,485%	16,035%	66,058%	-24,299%	-12,996%	-39,366%	-37,265%	30,372%	36,786%	-8,920%	0,713%	-3,249%	-4,772%
Vectorial	5KHZ	50Hz	3,13%	-71,087%	16,623%	-67,551%	21,592%	13,227%	8,433%	4,131%	-32,288%	19,806%	-1,658%	0,283%	-1,487%	2,535%
Vectorial	5KHZ	55Hz	0,36%	2,087%	14,980%	-10,562%	-12,741%	20,817%	-27,010%	21,213%	35,192%	-35,816%	-17,426%	-0,822%	-2,250%	-1,761%
Vectorial	5KHZ	55Hz	3,52%	17,398%	10,108%	2,631%	1,378%	5,019%	-17,919%	-4,119%	-11,965%	40,518%	-0,738%	-0,738%	-0,738%	-0,658%
Vectorial	5KHZ	60Hz	0,39%	11,681%	11,343%	14,345%	44,656%	-9,145%	30,441%	4,148%	29,520%	-19,411%	12,235%	0,798%	0,878%	0,928%
Vectorial	5KHZ	60Hz	4,39%	-6,047%	10,298%	-34,228%	1,283%	-11,004%	15,650%	15,682%	-10,877%	-13,465%	3,321%	1,250%	1,226%	1,170%
PCE	4KHZ	40Hz	0,42%	3,210%	5,231%	-4,514%	1,305%	3,301%	4,713%	4,063%	-0,192%	-1,986%	1,138%	-1,776%	-4,736%	-2,932%
PCE	4KHZ	40Hz	3,83%	-20,411%	4,067%	-7,899%	4,755%	-5,904%	0,869%	-1,062%	0,806%	4,170%	-1,839%	-0,099%	1,896%	2,399%
PCE	4KHZ	45Hz	0,37%	0,687%	5,172%	0,013%	-2,157%	-0,720%	4,802%	2,239%	-6,042%	-5,530%	-1,697%	-1,811%	-5,157%	-7,163%
PCE	4KHZ	45Hz	3,33%	5,019%	3,228%	3,036%	4,913%	-2,771%	3,801%	5,285%	1,527%	5,562%	1,083%	-1,702%	-4,282%	-7,140%
PCE	4KHZ	50Hz	0,40%	1,622%	4,158%	-3,145%	6,832%	-11,323%	1,413%	13,111%	7,367%	59,502%	3,847%	-3,461%	-1,878%	-5,666%
PCE	4KHZ	50Hz	3,13%	-9,371%	1,325%	-0,262%	-9,113%	49,441%	-6,296%	61,369%	-4,689%	47,348%	-3,422%	-3,422%	-1,163%	-3,894%
PCE	4KHZ	55Hz	0,36%	-1,121%	2,548%	-0,098%	0,921%	-2,207%	-5,520%	0,547%	-1,336%	-6,018%	-2,610%	-0,240%	-0,272%	-0,840%
PCE	4KHZ	55Hz	3,45%	1,504%	-1,315%	-3,056%	-2,801%	-2,975%	-3,443%	4,612%	-11,194%	-5,938%	-5,521%	-0,167%	-0,274%	-0,227%
PCE	4KHZ	60Hz	0,39%	-0,267%	6,356%	-0,668%	0,895%	-3,705%	3,130%	1,762%	7,883%	3,088%	3,033%	-0,093%	-0,094%	-0,986%
PCE	4KHZ	60Hz	4,39%	1,216%	2,502%	-5,615%	1,052%	-6,889%	1,900%	-2,263%	-5,108%	1,057%	-1,153%	0,261%	0,473%	0,189%
PCN	4KHZ	40Hz	0,42%	4,974%	4,501%	-5,944%	-2,383%	2,604%	0,090%	-1,648%	0,029%	2,831%	-1,086%	-0,806%	-3,387%	-1,706%
PCN	4KHZ	40Hz	3,83%	4,112%	4,315%	6,171%	0,673%	-12,279%	0,866%	1,614%	0,300%	2,395%	-1,012%	-1,322%	-3,193%	-4,601%
PCN	4KHZ	45Hz	0,37%	-3,078%	3,924%	-8,739%	6,446%	4,686%	3,979%	-3,083%	-1,447%	0,210%	2,443%	-0,942%	-4,094%	-4,986%
PCN	4KHZ	45Hz	3,41%	-6,059%	4,986%	-0,901%	6,366%	21,751%	11,504%	32,454%	5,709%	-9,425%	3,517%	-1,128%	-3,648%	-7,802%
PCN	4KHZ	50Hz	0,40%	-1,976%	3,168%	5,551%	5,984%	12,425%	-0,247%	-1,992%	-9,423%	-25,174%	-0,416%	0,779%	-0,186%	1,586%
PCN	4KHZ	50Hz	3,13%	-1,970%	2,095%	-2,510%	-0,445%	-6,217%	-2,011%	2,639%	-4,036%	16,470%	-2,280%	-0,222%	0,453%	0,527%
PCN	4KHZ	55Hz	0,36%	-3,393%	3,109%	-3,771%	-0,575%	-2,958%	-6,145%	-4,097%	1,467%	-4,688%	-2,395%	-0,014%	-0,342%	-0,292%
PCN	4KHZ	55Hz	3,45%	-4,328%	4,328%	3,771%	-0,575%	-2,958%	-6,145%	-4,097%	1,467%	-4,688%	-2,395%	-0,014%	-0,342%	-0,292%
PCN	4KHZ	60Hz	0,39%	4,788%	6,229%	4,332%	4,332%	-3,791%	-4,412%	0,099%	1,648%	0,032%	-1,077%	-0,023%	-0,604%	-0,604%
PCN	4KHZ	60Hz	4,39%	-6,750%	2,369%	-1,226%	3,243%	-1,233%	-2,681%	-3,146%	-0,060%	3,662%	-0,272%	0,011%	-0,188%	0,187%
VBD	10KH	40Hz	0,42%	6,434%	-3,432%	2,622%	10,201%	15,801%	-0,030%	7,197%	10,836%	7,239%	2,960%	-0,618%	4,037%	1,472%
VBD	10KH	40Hz	3,83%	2,819%	-8,259%	0,789%	3,489%	3,236%	3,594%	-0,264%	0,796%	9,342%	2,000%	0,946%	10,315%	4,778%
VBD	10KH	45Hz	0,37%	2,670%	-54,651%	6,902%	2,351%	-52,945%	16,781%	9,374%	8,130%	3,276%	11,840%	1,038%	78,522%	48,353%
VBD	10KH	45Hz	3,33%	17,625%	-25,058%	27,912%	28,069%	-25,482%	29,516%	20,493%	17,772%	-19,406%	30,870%	1,840%	39,178%	32,565%
VBD	10KH	50Hz	0,40%	80,731%	-54,498%	66,356%	70,265%	14,945%	68,605%	-52,667%	51,772%	-26,699%	75,151%	8,461%	150,873%	113,407%
VBD	10KH	50Hz	3,13%	-3,838%	9,824%	-6,165%	3,504%	-15,701%	-9,309%	-6,822%	8,746%	23,704%	6,594%	0,039%	0,372%	0,381%
VBD	10KH	55Hz	0,36%	11,694%	-8,778%	10,026%	5,185%	-4,546%	-3,991%	4,099%	3,505%	0,304%	5,217%	-0,279%	12,974%	11,957%
VBD	10KH	55Hz	3,45%	-7,052%	1,352%	-1,611%	9,538%	-4,791%	-3,909%	-1,458%	-3,964%	-0,938%	-9,863%	-0,308%	-0,742%	-0,436%
VBD	10KH	60Hz	0,39%	13,551%	-4,305%	18,160%	13,489%	142,627%	16,869%	-41,786%	16,013%	-17,018%	15,401%	2,046%	12,463%	12,266%
VBD	10KH	60Hz	4,39%	20,723%	6,059%	8,174%	7,165%	-5,314%	3,624%	-4,584%	3,980%	7,187%	10,177%	1,092%	0,327%	0,937%
VBN	10KH	40Hz	0,42%	1,160%	3,851%	1,704%	11,458%	10,341%	8,971%	11,277%	2,341%	2,703%	5,233%	-0,058%	0,800%	0,146%
VBN	10KH	40Hz	3,83%	3,264%	4,052%	-5,613%	7,361%	-0,622%	-2,994%	-1,034%	5,382%	9,434%	4,434%	0,654%	1,439%	1,104%
VBN	10KH	45Hz	0,37%	-1,697%	4,888%	3,202%	-4,543%	15,098%	0,241%	8,707%	-4,114%	0,831%	0,049%	-0,406%	-4,203%	-2,232%
VBN	10KH	45Hz	3,48%	-1,302%	5,743%	-4,156%	-4,710%	22,900%	-4,452%	-5,248%	5,728%	-5,248%	-8,713%	-0,208%	-5,160%	-2,375%
VBN	10KH	50Hz	0,40%	0,989%	4,231%	1,827%	-1,827%	-10,075%	-3,523%	-10,075%	-3,606%	5,445%	4,866%	2,306%	2,592%	0,859%
VBN	10KH	50Hz	3,13%	-6,605%	5,097%	-4,161%	-0,207%	-25,308%	8,641%	-5,647%	-0,679%	1,117%	-6,629%	0,636%	1,284%	1,495%
VBN	10KH	55Hz	0,36%	-3,664%	4,666%	-3,294%	-0,825%	-10,004%	-5,752%	-2,687%	-7,160%	-3,511%	-7,991%	-0,877%	0,455%	1,421%
VBN	10KH	55Hz	3,45%	3,554%	2,999%	-0,995%	6,984%	-2,352%	-1,739%	-1,739%	7,312%	-1,085%	1,465%	0,471%	-0,156%	1,493%
VBN	10KH	60Hz	0,39%	-4,259%	2,661%	3,553%	2,115%	-19,348%	-2,908%	-4,749%	-0,019%	5,758%	0,248%	1,066%	1,179%	-1,074%
VBN	10KH	60Hz	4,39%	1,526%	-2,665%	-2,139%	2,487%	-7,671%	8,545%	-4,105%	5,812%	5,812%	1,893%	0,740%	0,085%	0,740%
Red	50Hz	50Hz	0,47%	-52,913%	3,911%	-40,743%	-12,100%	6,936%	-16,372%	-21,648%	-4,653%	-20,339%	-5,943%	19,377%	27,248%	5,861%
Red	50Hz	50Hz	4,33%	-40,431%	-5,558%	-34,445%	14,855%	123,966%	-2,001%	-26,044%	14,987%	31,548%	0,092%	44,245%	29,095%	34,275%

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	PHFD_fc_4 (MO1-MO4)%	PIHBDx2fc_1 (MO1-MO4)%	PIHBDx2fc_5 (MO1-MO4)%	PIHBDx2fc_7 (MO1-MO4)%	PIHBDx2fc_11 (MO1-MO4)%	PIHBDx4fc_1 (MO1-MO4)%	PIHBDx4fc_5 (MO1-MO4)%	PIHBDx4fc_7 (MO1-MO4)%	PIHBDx4fc_11 (MO1-MO4)%
Escalator	3KHZ	40Hz	0.42%	2.452%	4.203%	40.717%	28.575%	-5.506%	1.920%	49.585%	41.503%	35.879%
Escalator	3KHZ	40Hz	3.83%	6.607%	10.549%	-12.167%	-13.498%	-5.093%	7.617%	9.720%	-9.225%	-17.101%
Escalator	3KHZ	45Hz	0.37%	3.978%	-6.069%	-2.794%	-2.794%	-11.928%	5.694%	9.467%	-4.831%	-3.201%
Escalator	3KHZ	45Hz	3.33%	9.676%	15.280%	-66.513%	-67.090%	66.914%	18.403%	-38.154%	-64.682%	-60.976%
Escalator	3KHZ	50Hz	0.40%	0.911%	1.655%	24.339%	22.242%	-15.346%	2.766%	24.988%	22.862%	21.729%
Escalator	3KHZ	50Hz	3.13%	10.345%	22.933%	-28.911%	-40.920%	23.576%	49.062%	-17.985%	-4.130%	-30.535%
Escalator	3KHZ	55Hz	0.36%	0.268%	0.662%	-30.141%	-30.619%	-23.365%	1.114%	-20.151%	-14.266%	-29.443%
Escalator	3KHZ	55Hz	3.45%	0.227%	0.453%	17.188%	18.102%	-0.386%	13.096%	31.771%	20.560%	20.560%
Escalator	3KHZ	60Hz	0.39%	1.080%	1.884%	-10.816%	-16.446%	-17.462%	2.607%	-11.351%	7.953%	-7.834%
Escalator	3KHZ	60Hz	4.39%	1.019%	3.784%	-8.718%	-13.359%	-8.064%	8.218%	-5.073%	2.994%	-3.732%
Escalator	4KHZ	40Hz	0.42%	-5.318%	-9.329%	18.781%	-10.168%	-7.622%	-5.412%	-25.362%	-0.388%	45.969%
Escalator	4KHZ	40Hz	3.83%	-4.943%	-7.550%	-45.204%	-34.300%	18.685%	-4.819%	-54.572%	-48.597%	-37.474%
Escalator	4KHZ	45Hz	0.37%	3.667%	5.023%	9.291%	2.694%	25.022%	5.042%	3.317%	14.893%	19.781%
Escalator	4KHZ	45Hz	3.33%	20.732%	38.128%	-60.326%	-13.963%	-61.210%	45.634%	22.504%	-53.907%	-64.982%
Escalator	4KHZ	50Hz	0.40%	-5.258%	-11.823%	-8.001%	4.561%	-35.852%	-18.192%	13.443%	-12.041%	-7.821%
Escalator	4KHZ	50Hz	3.13%	-4.775%	-13.105%	-28.023%	-18.453%	13.981%	-21.608%	-1.513%	-33.164%	-21.083%
Escalator	4KHZ	55Hz	0.36%	0.847%	2.266%	43.834%	40.331%	25.872%	3.887%	34.054%	45.674%	46.202%
Escalator	4KHZ	55Hz	3.39%	0.200%	0.290%	37.680%	36.767%	26.891%	0.250%	27.707%	29.867%	37.199%
Escalator	4KHZ	60Hz	0.39%	-0.037%	-0.238%	44.213%	42.796%	14.461%	2.905%	37.076%	38.152%	44.272%
Escalator	4KHZ	60Hz	4.39%	-3.793%	-6.482%	-17.370%	-6.753%	4.242%	-3.991%	-3.945%	-4.935%	-10.295%
Escalator	5KHZ	40Hz	0.42%	3.418%	6.009%	-63.702%	-35.344%	5.311%	-42.785%	-50.424%	-50.424%	-59.089%
Escalator	5KHZ	45Hz	0.37%	7.753%	10.154%	17.390%	-17.283%	-17.283%	7.605%	11.595%	26.800%	5.194%
Escalator	5KHZ	45Hz	3.33%	18.827%	32.185%	-51.121%	-25.401%	-48.125%	-35.847%	52.248%	-13.054%	24.922%
Escalator	5KHZ	50Hz	0.40%	-11.486%	-22.453%	16.528%	4.602%	-62.657%	-7.154%	-13.054%	-43.880%	-49.465%
Escalator	5KHZ	50Hz	3.13%	-2.583%	-8.247%	-50.126%	-39.625%	7.457%	-14.594%	-39.513%	-39.513%	-50.887%
Escalator	5KHZ	55Hz	0.36%	0.012%	0.269%	26.984%	26.967%	22.907%	-0.343%	21.112%	19.425%	26.449%
Escalator	5KHZ	55Hz	3.52%	0.055%	-0.294%	-1.811%	-1.485%	-2.146%	-0.271%	-1.853%	-2.070%	-2.256%
Escalator	5KHZ	60Hz	0.39%	-0.543%	-1.863%	-21.870%	-21.089%	-18.051%	-1.383%	-19.630%	-20.760%	-22.328%
Escalator	5KHZ	60Hz	4.39%	-0.139%	-0.149%	-0.678%	-0.108%	4.279%	-0.007%	0.045%	-0.756%	-0.756%
Vectorial	3KHZ	40Hz	0.42%	-2.799%	-10.870%	-56.221%	-50.870%	-11.644%	-0.587%	-63.985%	-56.509%	-47.517%
Vectorial	3KHZ	40Hz	3.83%	-7.091%	-13.364%	-61.195%	-54.385%	-26.087%	-5.991%	-69.657%	-60.597%	-55.458%
Vectorial	3KHZ	45Hz	0.37%	-7.882%	-11.503%	29.510%	48.321%	-30.597%	-9.270%	0.768%	20.361%	50.149%
Vectorial	3KHZ	45Hz	3.56%	-5.357%	-7.341%	-27.816%	-25.236%	14.151%	-7.165%	-31.040%	-28.833%	-24.066%
Vectorial	3KHZ	50Hz	0.40%	-22.731%	-33.314%	72.886%	70.784%	23.657%	-38.431%	101.507%	51.323%	74.607%
Vectorial	3KHZ	50Hz	3.13%	-21.545%	-38.654%	-48.709%	-28.409%	3.887%	-51.875%	-36.380%	-61.349%	-35.867%
Vectorial	3KHZ	55Hz	0.36%	-8.523%	-20.701%	-57.174%	-49.248%	-10.089%	-33.464%	-55.783%	-63.828%	-52.064%
Vectorial	3KHZ	55Hz	3.52%	-1.925%	-2.220%	22.129%	29.203%	-2.478%	-13.020%	19.394%	-32.714%	11.906%
Vectorial	3KHZ	60Hz	0.39%	-3.288%	-9.433%	-45.338%	-38.618%	-22.951%	-12.932%	-50.285%	-35.011%	-48.359%
Vectorial	3KHZ	60Hz	4.39%	-1.571%	-2.725%	5.976%	10.178%	44.028%	-0.678%	-3.018%	8.130%	4.931%
Vectorial	4KHZ	40Hz	0.42%	-0.811%	-2.916%	-22.593%	1.605%	-3.533%	-0.481%	-14.819%	-14.472%	-23.850%
Vectorial	4KHZ	40Hz	3.83%	-1.993%	-3.808%	-44.060%	-14.689%	-10.182%	-1.144%	-41.144%	-50.618%	-40.139%
Vectorial	4KHZ	45Hz	0.37%	-11.383%	-16.097%	-30.173%	-24.200%	-40.552%	-13.006%	-26.483%	-5.765%	-16.630%
Vectorial	4KHZ	45Hz	3.56%	-8.139%	-10.699%	-65.332%	-33.784%	-39.313%	-8.876%	-17.462%	-60.752%	-64.106%
Vectorial	4KHZ	50Hz	0.40%	-16.444%	-23.843%	12.990%	-24.414%	21.255%	-26.392%	-23.768%	-9.774%	34.371%
Vectorial	4KHZ	50Hz	3.13%	-14.766%	-26.286%	-50.933%	-18.967%	-50.631%	-35.583%	-49.196%	-49.196%	-41.901%
Vectorial	4KHZ	55Hz	0.36%	-10.739%	-24.424%	-40.349%	-30.805%	5.308%	-40.481%	-36.008%	-48.093%	-35.527%
Vectorial	4KHZ	55Hz	3.52%	-1.184%	-5.279%	18.122%	21.763%	8.118%	-9.371%	5.754%	-17.709%	-10.915%
Vectorial	4KHZ	60Hz	0.39%	-1.493%	-5.650%	-9.772%	-6.492%	-11.950%	-7.774%	-11.895%	-24.106%	-27.355%
Vectorial	4KHZ	60Hz	4.39%	-0.077%	-0.381%	-28.282%	-17.969%	-20.892%	-1.722%	-25.246%	-17.872%	-34.588%
Vectorial	5KHZ	40Hz	0.42%	-2.463%	-10.498%	14.293%	21.227%	-1.259%	-7.114%	-63.264%	-47.318%	-46.753%
Vectorial	5KHZ	40Hz	3.83%	-7.539%	-13.304%	-58.375%	-36.688%	7.546%	-7.114%	-63.264%	-47.318%	-46.753%
Vectorial	5KHZ	45Hz	0.37%	-10.843%	-16.061%	26.565%	33.713%	-19.905%	-12.679%	20.747%	4.588%	11.392%

Control	FREC. CONMI.	FREC. FUND.	"s" desliza.	PHFD_fc_4 (M01-M04)%	PIHBBdx2fc_1 (M01-M04)%	PIHBBdx2fc_5 (M01-M04)%	PIHBBdx2fc_7 (M01-M04)%	PIHBBdx2fc_11 (M01-M04)%	PIHBBdx4fc_1 (M01-M04)%	PIHBBdx4fc_5 (M01-M04)%	PIHBBdx4fc_7 (M01-M04)%	PIHBBdx4fc_11 (M01-M04)%
Vectorial	5KHz	45Hz	3,56%	-9,048%	-11,591%	-65,030%	-51,994%	-15,747%	-12,219%	-29,490%	-56,306%	-49,067%
Vectorial	5KHz	50Hz	0,40%	-5,013%	-8,482%	56,167%	43,526%	29,616%	-10,595%	-16,403%	92,611%	60,584%
Vectorial	5KHz	50Hz	3,13%	-4,769%	-7,610%	-53,220%	-27,817%	-28,853%	-11,449%	-39,500%	-38,513%	-50,141%
Vectorial	5KHz	55Hz	0,36%	-4,557%	-11,919%	0,036%	-0,997%	17,842%	-21,579%	-18,781%	-22,339%	4,048%
Vectorial	5KHz	55Hz	3,52%	-0,924%	-4,582%	4,582%	7,426%	7,426%	-7,677%	0,790%	-7,875%	3,325%
Vectorial	5KHz	60Hz	0,39%	2,996%	-23,273%	-24,739%	-22,813%	5,230%	-16,567%	-9,034%	-9,034%	-21,437%
Vectorial	5KHz	60Hz	4,39%	1,678%	3,636%	36,001%	32,756%	2,941%	2,941%	40,370%	37,207%	37,207%
PCE	4KHz	40Hz	0,42%	-2,854%	-5,446%	-5,567%	-2,136%	-2,326%	-3,225%	-2,711%	-0,331%	-1,419%
PCE	4KHz	40Hz	3,83%	1,627%	0,691%	4,506%	-0,709%	1,010%	1,032%	9,999%	-0,677%	0,147%
PCE	4KHz	45Hz	0,37%	-7,743%	-10,346%	-8,828%	-6,828%	-0,960%	-5,606%	-6,783%	-8,659%	-7,600%
PCE	4KHz	45Hz	3,33%	-3,761%	-4,570%	-8,291%	-3,108%	1,059%	-9,808%	-12,287%	-17,207%	-9,088%
PCE	4KHz	50Hz	0,40%	-14,264%	2,687%	7,979%	2,672%	9,727%	-18,381%	-22,244%	-31,581%	-13,025%
PCE	4KHz	50Hz	3,13%	-12,123%	0,224%	9,668%	6,397%	2,332%	-24,060%	-16,366%	-29,376%	-6,573%
PCE	4KHz	55Hz	0,36%	-1,108%	0,687%	0,195%	-1,276%	-0,358%	-3,287%	3,921%	-6,645%	-5,727%
PCE	4KHz	55Hz	3,45%	-0,562%	0,670%	0,758%	-1,109%	1,825%	-0,379%	-1,363%	-4,652%	-1,969%
PCE	4KHz	60Hz	0,39%	-0,670%	-0,535%	0,165%	1,753%	-1,992%	-1,013%	3,151%	0,997%	-4,306%
PCE	4KHz	60Hz	4,39%	0,024%	0,995%	-2,192%	-2,968%	-1,916%	2,852%	-4,311%	3,165%	2,539%
PCN	4KHz	40Hz	0,42%	-3,290%	-5,481%	-6,631%	-6,964%	-4,837%	-3,729%	-3,810%	-6,488%	-4,205%
PCN	4KHz	40Hz	3,83%	-4,827%	0,328%	0,264%	-2,408%	-5,245%	-3,009%	-4,985%	-0,768%	-5,994%
PCN	4KHz	45Hz	0,37%	-7,426%	-4,570%	-8,291%	-5,301%	-4,533%	-4,145%	-9,907%	-8,134%	-5,236%
PCN	4KHz	45Hz	3,41%	-9,880%	-5,639%	-8,049%	-2,592%	1,986%	-2,275%	-18,031%	-15,500%	-14,046%
PCN	4KHz	50Hz	0,40%	2,199%	0,996%	-8,108%	-7,198%	-1,238%	6,533%	5,916%	2,054%	1,270%
PCN	4KHz	50Hz	3,13%	1,100%	3,919%	-5,937%	-3,304%	4,729%	1,977%	2,001%	3,535%	-1,360%
PCN	4KHz	55Hz	0,36%	-0,518%	-0,281%	-0,924%	-4,906%	0,029%	-0,099%	1,753%	0,020%	-3,804%
PCN	4KHz	55Hz	3,45%	0,076%	-1,896%	-0,911%	-1,075%	-5,385%	-0,099%	-1,022%	-1,408%	-1,606%
PCN	4KHz	60Hz	0,39%	-0,821%	2,064%	0,295%	1,785%	3,760%	1,853%	0,048%	-1,384%	0,378%
PCN	4KHz	60Hz	4,39%	0,508%	3,102%	0,253%	2,771%	0,790%	-2,698%	1,960%	4,742%	2,231%
VBD	10KHz	40Hz	0,42%	supera fmax.	7,611%	8,854%	6,906%	-1,493%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KHz	40Hz	3,83%	supera fmax.	2,342%	7,888%	18,044%	8,337%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KHz	45Hz	0,37%	supera fmax.	43,716%	73,993%	93,811%	92,831%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KHz	45Hz	3,33%	supera fmax.	21,063%	37,220%	42,692%	51,672%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KHz	50Hz	0,40%	supera fmax.	63,302%	139,851%	429,489%	215,289%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KHz	50Hz	3,13%	supera fmax.	-0,707%	-1,515%	4,393%	4,513%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KHz	55Hz	0,36%	supera fmax.	5,825%	21,771%	24,313%	12,729%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KHz	55Hz	3,45%	supera fmax.	1,444%	-1,468%	-5,427%	0,516%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KHz	60Hz	0,39%	supera fmax.	2,137%	16,028%	20,661%	14,612%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBD	10KHz	60Hz	4,39%	supera fmax.	-0,956%	0,913%	0,823%	1,964%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KHz	40Hz	0,42%	supera fmax.	2,297%	1,787%	2,109%	-1,424%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KHz	40Hz	3,83%	supera fmax.	4,973%	9,968%	0,687%	1,929%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KHz	45Hz	0,37%	supera fmax.	-1,662%	-9,569%	-5,943%	-7,303%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KHz	45Hz	3,48%	supera fmax.	-5,550%	-4,920%	-8,667%	-9,702%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KHz	50Hz	0,40%	supera fmax.	2,093%	0,222%	5,220%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KHz	50Hz	3,13%	supera fmax.	-3,726%	-0,666%	-2,068%	-2,112%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KHz	55Hz	0,36%	supera fmax.	-1,604%	-0,498%	-0,659%	-3,663%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KHz	55Hz	3,45%	supera fmax.	-4,805%	-3,442%	5,034%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KHz	60Hz	0,39%	supera fmax.	1,881%	-0,820%	-3,055%	1,769%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
VBN	10KHz	60Hz	4,39%	supera fmax.	1,021%	-2,382%	1,064%	8,694%	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.	supera fmax.
Red		50Hz	0,47%	-10,290%	19,072%	5,674%	-24,074%	-22,905%	21,193%	1,759%	74,127%	-48,282%
Red		50Hz	4,33%	-3,304%	55,405%	-6,879%	25,974%	3,581%	-42,885%	-4,854%	-10,522%	246,968%

ANEXO III.- ACCIONAMIENTO del MOTOR mediante VARIADORES de FRECUENCIA: CONTROL ESCALAR y VECTORIAL.

Los variadores de frecuencia son equipos electrónicos que son alimentados en su entrada por señales eléctricas con frecuencia constante, como las de la red de suministro, y las convierten en señales eléctricas con frecuencias y amplitudes variables en su salida. Los tipos de variadores, su constitución y funcionamiento básico, así como las diferentes formas de modular la señal y armónicos generados, se han visto en el apartado 4.2 de esta tesis. En este anexo se van a estudiar los métodos de control del motor de inducción usando estos variadores, de cara a obtener la señal moduladora o referencia de control del variador sin relacionar aún con la portadora y el proceso de modulación completo, que se vieron en el apartado 4.2.

Los sistemas de regulación de velocidad del motor asíncrono mediante variadores de frecuencia se dividen básicamente en dos clases: sistemas de control escalar y sistemas de control vectorial. Los escalares son más sencillos de interpretar y requieren menos potencia de procesamiento y menor número de sensores. Los vectoriales necesitan procesadores digitales de señal rápidos y potentes, así como mayor número de sensores (de tensión, corriente y velocidad del motor). El método de control de velocidad que regula la amplitud del flujo magnético recibe por ese motivo la denominación de control escalar, frente al más moderno control vectorial en el que se controla tanto la fase como la amplitud del flujo magnético, lo cual permite obtener una respuesta dinámica optimizada para la máquina asíncrona.

III.1.- Control de velocidad por regulación de la tensión y frecuencia de línea. Control Escalar V/Hz del motor de inducción.

El control escalar de motores de inducción es un sistema clásico de control que no tiene unas necesidades de cálculo matemático muy elevadas respecto a otros sistemas más complejos como el control vectorial. Se puede emplear en lazo abierto o en lazo cerrado. Cuando se utiliza en lazo cerrado es necesario medir la velocidad del motor mediante un sensor adecuado. En este caso, el motor se alimenta mediante un inversor en el que la relación entre la tensión y la frecuencia se mantiene constante, hasta llegar a la velocidad nominal del motor. Estos métodos de control escalar se utilizan en aplicaciones de control de la velocidad como en ventiladores, compresores y bombas, no habiendo necesidad de un control exacto de la posición de los mismos; y siempre que no haya variaciones bruscas en la velocidad o en la carga, ya que utilizan el modelo escalar del motor en estado estacionario.

Se utiliza el modelo escalar del motor, orientado a este tipo de control. A partir de este modelo del motor y mediante un convertidor de frecuencia se regula la velocidad del motor, pero no su par y su flujo magnético de forma independiente [MAR04] [MAR06] [MOH95].

El modelo escalar relaciona básicamente los valores eficaces de la tensión y frecuencia de alimentación del estator y del flujo en el entrehierro. Según este modelo, la tensión de fase V_s

aplicada a cada bobinado del estator es proporcional a la frecuencia de la tensión de alimentación f_1 y al valor de pico del flujo del entrehierro Φ_{ag} :

$$k_1 f_1 \Phi_{ag} \approx V_S \quad \text{donde } k_1 \text{ es una constante} \quad (\text{III.1})$$

De la ecuación III.1 (válida para frecuencias f_{sl} de deslizamiento bajas) se deduce que, si se mantiene constante la relación V_S/f_1 , entonces también lo hace el flujo. Y si se conserva el flujo constante, entonces el par electromagnético T_{em} es función de la frecuencia f_{sl} de deslizamiento:

$$T_{em} = k_4 f_{sl} \Phi_{ag}^2 = k_4 f_{sl} (V_S/f_1)^2 \quad (\text{III.2})$$

Esta ecuación se puede emplear siempre y cuando la tensión del estator no sea muy pequeña, y para frecuencias de deslizamiento bajas, en la zona de flujo constante de cada curva. El control escalar de los motores de inducción se efectúa manteniendo constante este cociente entre el voltaje y la frecuencia de alimentación, o sea, al acelerar el motor hay que incrementar en igual proporción tanto la tensión como la frecuencia de alimentación. También el arranque en rampa de los motores de inducción usa este control escalar, permitiendo regular la corriente de arranque que se va incrementando de forma progresiva a medida que crecen tensión y frecuencia y con ello la velocidad va alcanzando su valor final.

Los motores de inducción trabajan normalmente en la zona de flujo constante, donde el par T_{em} es proporcional a la frecuencia de deslizamiento f_{sl} , la velocidad n_r del motor es ligeramente inferior a la velocidad de sincronismo n_s y el rotor presenta bajas pérdidas.

Análisis de las zonas de trabajo por debajo y encima de la velocidad nominal.

La regulación de la velocidad con la modificación de la frecuencia (y de la tensión del estator) permite que el motor opere, no sólo por debajo de la velocidad nominal, sino también por encima de la misma, cuando se alimenta mediante un variador de frecuencia. Esta capacidad es muy interesante para muchas aplicaciones, ya que los motores asíncronos, gracias a su fuerte construcción pueden operar hasta dos veces la velocidad nominal sin tener problemas mecánicos [MOH95, p.p. 429, 820]. Sin embargo, debe conocerse claramente la disponibilidad de par y potencia en relación a la velocidad del rotor. En la figura III.1-(a) se indican las curvas del par en función de la frecuencia y de la velocidad angular normalizadas, mostrando la envolvente de los valores máximos que va tomando el par T_{em} en cada gráfica, además de las curvas correspondientes a la tensión V_S en cada fase del estator, intensidad por el rotor I_r , corriente magnetizante I_m (que tiene la misma forma que el flujo Φ_{ag} por ella generado). En la figura III.1-(b) se muestran la frecuencia de deslizamiento f_{sl} y el deslizamiento s . Debe indicarse que en grandes motores y operando al límite de sus prestaciones las corrientes $I_s \approx I_r$, por lo que la aportación de I_m en I_s es muy pequeña.

Hasta la velocidad nominal, la tensión de alimentación y la frecuencia aumentan de forma proporcional, y el flujo se mantiene constante. El motor es capaz de vencer el par nominal, por lo que esta zona se llama de par constante. El inversor que genera las señales mantiene

proporcional la tensión y la frecuencia de alimentación del motor, aumentando ambas variables para incrementar la velocidad, y reduciendo dichas variables para disminuir la velocidad. En esta zona se mantiene constante la frecuencia de deslizamiento f_{sl} en su valor nominal (figura III.1-(b)) cuando se mantiene asimismo invariable y con su valor nominal el par. En esta región de par constante también se mantiene constante la corriente por el rotor I_r y por ello también las pérdidas en las resistencias del rotor; esto puede constituir un problema a bajas velocidades debido al elevado calentamiento frente a la baja refrigeración obtenida del ventilador del propio motor (a menos que se refrigere externamente). Además, cuando la velocidad es muy pequeña (y a consecuencia de ello la tensión del estator que habría que aplicar también debería serlo) se debe compensar la caída de tensión ocurrida en la resistencia del bobinado del estator y en la inductancia de dispersión de estator. Por ello, la recta de tensiones de alimentación V_s no parte del origen, sino de un pequeño valor para realizar la compensación de la caída de tensión de la resistencia del estator.

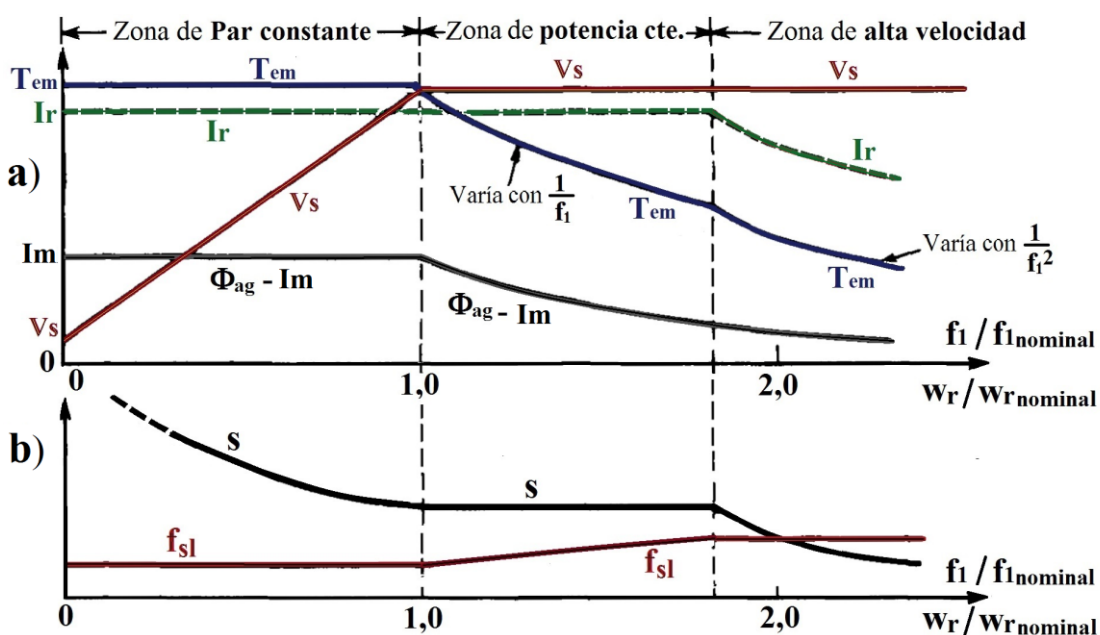


Figura III.1 Análisis de zonas de trabajo por debajo y por encima de valores nominales [MOH95].

Si la frecuencia supera a la nominal de la máquina de inducción, para conservar $V_s/f_1 = cte$, haría falta incrementar el voltaje a la entrada superando a la tensión de la red. Como ello no puede hacerse, se restringe V_s a como máximo su valor nominal, desperdiciándose con ello flujo magnético y potencia. Existe la posibilidad de que el variador utilice la sobremodulación o bien la inyección de un tercer armónico, con objeto de elevar esta tensión V_s por encima de su valor nominal, como se vio en el apartado 4.2. En cualquier otro caso, para aumentar la velocidad por encima de la nominal, se incrementa la frecuencia de alimentación, pero se mantiene la tensión en el valor nominal. Según la ecuación III.1 la consecuencia es la reducción del flujo Φ_{ag} , y según la ecuación III.2 la reducción del par motor. En esta región, al límite de la capacidad de la máquina, se fija la corriente I_r del rotor en su valor nominal y el deslizamiento s también permanece invariable. Ahora el par máximo varía con $1/f_1$ y la potencia máxima $P_{em,max} = w_r \cdot T_{em,max}$, como w_r varía linealmente con f_1 , resulta que por ello esta zona puede ser llamada de potencia constante. En esta región además el motor puede dar

más de su potencia nominal debido a que al disminuir el flujo también lo hace la corriente magnetizante que lo genera, por lo que la intensidad del rotor (suponiendo la intensidad del estator en su valor nominal) puede aumentar su valor haciendo que también lo hagan la potencia y el par.

Manteniendo V_s en su valor nominal, y según el tipo de construcción del motor, si se sigue incrementando la velocidad por encima de un margen de 1,5 a 2 veces la nominal, el flujo disminuye de tal manera que provoca que el motor se acerque a su par de arrastre. Esta es la zona de funcionamiento a alta velocidad o región con frecuencia de deslizamiento constante. Con velocidades todavía mayores, el motor sólo puede suministrar un porcentaje constante del par de arrastre, y w_{sl} (y f_{sl}) se hace constante. Ahora el par máximo varía con $1/f_1^2$ y la intensidad y el par del motor se reducen con la velocidad, según se ve en la figura III.1-(a).

Como el motor no se controla de forma precisa mediante el control escalar, el punto de trabajo puede entrar en zonas inestables de la curva par-velocidad (a la derecha del punto de par máximo de cada curva), produciéndose sobreintensidades en el motor. Para evitarlo, las variaciones de velocidad se deben hacer mediante rampas de la velocidad de referencia.

En la figura III.2, se indica un esquema simple de regulación escalar o control V/f en lazo cerrado. Éste tiene un regulador de velocidad que compara la velocidad del rotor w_r , realmente medida mediante un sensor, con la velocidad de referencia $w_{r,ref}$ y modifica así las referencias del inversor-PWM. El convertidor mantiene en proporción la relación tensión-frecuencia de alimentación del motor, aumentando o disminuyendo ambas variables a la vez con objeto de poder variar la velocidad cuando sea preciso.

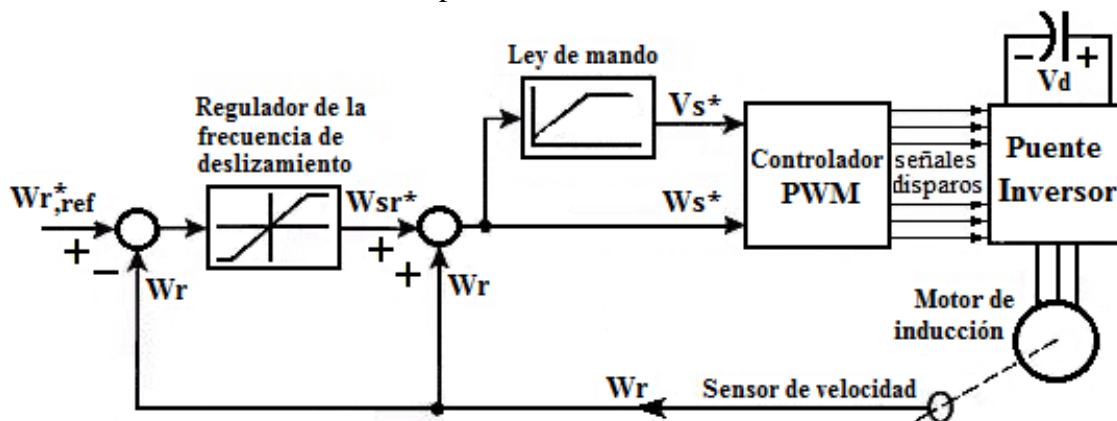


Figura III.2 Esquema de control de velocidad escalar V/f en lazo cerrado [MOH95].

En la figura III.3 se representa otro circuito de control, en este caso sin medir directamente la velocidad del motor. En los inversores en fuente de tensión VSI (*Voltage Source Inverter*, tanto de PWM como de onda cuadrada), la velocidad puede controlarse sin un bucle de realimentación de velocidad, aunque puede haber otros bucles de realimentación de acción más ralentizada por medio de la unidad de control del procesador. La frecuencia f_1 de los voltajes a la salida del inversor es controlada por la señal de entrada $w_{r,ref}$ de referencia de velocidad. La referencia de entrada $w_{r,ref}$ se modifica para mejorar la protección y el rendimiento, como se verá a continuación, y después son calculadas las entradas necesarias de control (w_s^* ó f_1 y V_s^*) al circuito de control PWM de la figura III.3. Puede ser recomendable usar en estos casos un

PWM sincronizado, en el que varíe proporcionalmente con f_l la frecuencia f_c con que conmuta el convertidor. Si se quiere conseguir conservar la frecuencia de conmutación f_c próxima a su máximo valor, pueden producirse discontinuidades en el índice de modulación mf y también en f_c cuando f_l disminuya.

Para mejorar la protección y aumentar la exactitud en la velocidad, se realimentan tanto la corriente como la tensión. Estas señales son necesarias, en cualquier caso, en el arranque y parada del motor para restringir la máxima intensidad por la máquina de inducción mientras ocurre la aceleración o bien la desaceleración, o bajo circunstancias de fuerte carga, y para fijar el voltaje de continua V_d máximo mientras se frena el motor asíncrono. Éste funciona a una velocidad inferior a la síncrona, a consecuencia del valor del deslizamiento. Esta velocidad de deslizamiento crece a la vez que el par y es posible compensarla aproximadamente sin realizar una medición de la verdadera velocidad. Si se quiere conservar constante la velocidad del rotor, se debe añadir un índice a la frecuencia aplicada al estator que guarde proporción directa con el par electromagnético T_{em} del motor ($\omega_s^* = \omega_r^*,ref + k_x T_{em}$). Este término $k_x T_{em}$ se halla gracias al bloque para compensar el deslizamiento indicado en la figura III.3. Además, se requiere un refuerzo de voltaje (*voltaje boost*) a velocidades más bajas para así poder compensar la caída de voltaje en la resistencia del bobinado del estator y en la inductancia de dispersión de estator. Para cumplir estos objetivos, se miden las corrientes del motor y la tensión V_d ó de *link* en el condensador. Para representar los valores instantáneos de las intensidades trifásicas del motor de inducción, es necesario medir la intensidad I_o absorbida a la entrada de la etapa inversora del variador, según se indica en la figura III.3. Con estas medidas pueden realizarse más opciones de control, como son el control de velocidad y la limitación de corriente (tanto en modo motor como en modo frenado, disipativo o regenerativo):

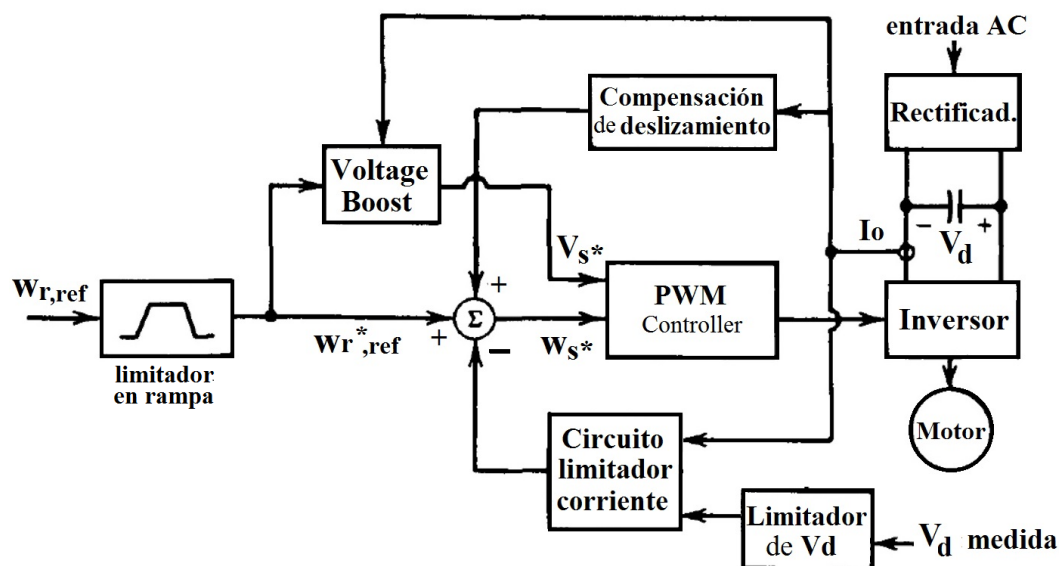


Figura III.3 Control de velocidad sin lazo cerrado de velocidad [MOH95].

En la figura III.3 puede observarse que un bloque de regulación de velocidad toma como variable de entrada para el control de la frecuencia de los voltajes en las salidas del inversor a la señal de observación de la velocidad $w_{r,ref}$. Mediante el limitador en rampa, pueden ser especificadas por el usuario las máximas velocidades de aceleración y desaceleración, logrando así ser ajustada la velocidad de cambio permitida a la variable de referencia u observación de

velocidad. Es inevitable conservar la intensidad I_o de la máquina de inducción y el voltaje del bus de continua V_d dentro de sus rangos, mientras ocurre la situación de aceleración-deceleración. Si el fin es optimizar el control de la velocidad, para así obtener una mayor independencia respecto al par de la carga, además puede aceptarse una entrada adicional del bloque para compensar el deslizamiento, para así mantener la velocidad del rotor constante, según se observa en la figura III.3 y ya se indicó en el párrafo anterior.

En caso de no utilizar el regulador en rampa para la velocidad de la figura III.3 explicado antes, sería entonces necesario un circuito limitador de corriente:

- En el modo motor, si w_s^* aumenta demasiado deprisa si se compara con la velocidad de la máquina, entonces la frecuencia de deslizamiento w_{sl} , y por tanto I_o , también aumentarían. Con el fin de restringir la velocidad máxima de aceleración de modo que la intensidad del motor continúe con valores inferiores al máximo de intensidad, la intensidad real del motor se compara con su valor máximo y el error actúa mediante un regulador sobre el bloque de regulación de velocidad aminorando así la aceleración, (por ejemplo, reduciendo w_s^*).

- En el régimen de frenado, si w_s^* disminuye demasiado pronto, el deslizamiento negativo se haría grande en magnitud y daría lugar a una gran intensidad de frenado por el motor y por el inversor. Para limitar esta intensidad mientras ocurre el frenado, la corriente real se compara con el valor máximo de corriente y el error, realimentado a través de un regulador, influye en el bloque de regulación de velocidad disminuyendo la velocidad de desaceleración (por ejemplo, aumentando w_s^*). Mientras se produce el frenado, el voltaje del condensador del bus de continua debe mantenerse dentro de un límite máximo. Si no hay frenado regenerativo, se conecta una resistencia de disipación en paralelo con el condensador del bus de continua para proporcionar una capacidad dinámica de frenado. Si la energía recuperada es mayor que la perdida, la tensión del condensador podría llegar a ser excesiva. Por lo tanto, si se excede el límite de tensión, el circuito de control disminuye la velocidad de desaceleración (aumentando w_s^*) [MOH95, p. 422] .

III.2.- Control vectorial de motores asíncronos.

El control escalar de motores de inducción se emplea si el objetivo principal es el accionamiento en régimen estacionario y por ello los requisitos dinámicos son escasos. Esto se debe a que esta forma de regulación establece la magnitud del flujo del motor, pero no determina su posición actual. Para evitar inestabilidades, en situación dinámica, los ajustes deben ser efectuados suavemente. El par es regulado por ajuste del deslizamiento y la velocidad del motor regulando el voltaje y la frecuencia de salida. Para obtener altas prestaciones, se necesita efectuar una regulación del par en lazo cerrado. Para poner en práctica esta idea se necesita controlar independientemente tanto el par como el flujo del motor. Esta forma de regulación se llama control vectorial del campo orientado, o sencillamente control vectorial [FRA13, p. 681].

El control vectorial es el método más sofisticado de la electrónica industrial aplicada a los motores asíncronos. Esta técnica, introducida a principios de los años 70 por el técnico de Siemens F. Blaschke, la investigó teóricamente el profesor Leonhard y se aplicó con microprocesadores posteriormente. Después aparecieron el Control Directo de Par (*Direct Torque*

Control o *DTC*), desarrollado por Takahashi y Noguchi en 1984, y el *Direct Self Control (DSC)* desarrollado por Depenbrock en 1988 [BOC07].

El control directo de par se basa en controlar directamente las magnitudes de flujo y par, lo que facilita una mayor velocidad en la respuesta a variaciones del par. En el DTC es la situación electromagnética del motor la que determina de forma directa el estado de los interruptores del convertidor electrónico, en vez de existir un modulador de tipo PWM aislado. Al controlar el par de forma directa se posibilita una respuesta dinámica bastante más veloz, pudiendo llegar a doblar el rendimiento de los sistemas de control vectorial. Para lograrlo, es imprescindible utilizar un modelo muy preciso del motor, además de una muy alta capacidad computacional; lo que hace de ella una técnica compleja y cara de implementar. Aunque industrialmente su implantación es menor que la de los controladores vectoriales, también existen diversos fabricantes que ofrecen modelos con este tipo de control desde que ABB lo introdujo en 1996 [ARN16].

Los sistemas de control vectorial (bien sea en fuente de corriente o en fuente de voltaje) del motor asíncrono permiten gobernar de manera independiente el flujo y el par del motor, consiguiendo así un control instantáneo de ambas magnitudes; esto permite que el motor se controle mejor durante los transitorios producidos por variaciones de velocidad o carga. Habitualmente se trata de conservar el flujo en su máximo valor, sin llegar a la saturación, lo que permite un funcionamiento estable y conseguir el máximo par electromagnético. El control independiente del par permite que la respuesta del motor sea lo más rápida posible. Por todo ello son sistemas adecuados donde se requieran altos pares de arranque, así como control total del par a bajas velocidades. Estos sistemas se usan también para aplicaciones en las que se necesite un control exacto del par o de la velocidad, pudiendo de este modo lograr una gran exactitud en el control de la posición y actuando así como servomotores (como por ejemplo en los periféricos de ordenador, las máquinas herramientas y en robótica).

Los variadores de frecuencia pueden ofrecer las dos posibilidades de control del par y de la velocidad. Cuando se controla el par, la señal de referencia del par pretendido establece la salida del par motor que el variador tratará de mantener en el motor. Este valor puede adoptar cualquier signo, y es, siempre trabajando dentro de los márgenes de velocidad, absolutamente independiente de la velocidad de la máquina. En las máquinas de bobinar, se precisa controlar la velocidad conservando constante el voltaje aplicado a la bobina, y son por ello una aplicación típica que necesita un control del par exacto. En esta modalidad de control del par, con objeto de restringir los picos de velocidad resultantes de pérdidas de cargas temporales, (como podría ocurrir si se rompe la bobina en el anterior ejemplo), se usan los límites de velocidad. En el modo de par constante no se considera la referencia de velocidad. Cuando se trabaja en la modalidad de control de la velocidad, las limitaciones de par se usan para restringir aquellos sobrepares que pueden surgir durante las variaciones o en caso de fallo. Así puede conseguirse un control exacto de la velocidad, con independencia de la carga, así como una regulación de la posición del motor.

En el control vectorial se reemplaza todo el sistema trifásico de salida por un sólo vector, (mediante las transformaciones sucesivas de Clark y de Park, obteniendo finalmente el llamado vector de Park), en el que la frecuencia queda reflejada en su velocidad de giro y el módulo refleja la amplitud. Así, mientras que en el control escalar lo que se tiene como referencia son señales escalares (módulos) que evolucionan en el tiempo, en el control vectorial la referencia es un vector (módulo y fase) también variable en tiempo. Este vector puede ser empleado para analizar las situaciones transitorias, así como las estacionarias. Así el uso del control vectorial

permite la abstracción de las ecuaciones diferenciales que describen la respuesta de los sistemas trifásicos en ejes rotativos independientes. Se reduce el número de ecuaciones al pasar de tres ecuaciones, correspondientes a cada una de las fases de la máquina, a dos ecuaciones (que forman el vector de Park) que corresponden a los dos ejes del plano de los vectores espaciales. El inconveniente principal de utilizar este método es que se introducen unas transformaciones matemáticas que requieren grandes prestaciones computacionales, problema que se soluciona con los modernos sistemas de procesamiento digital de la señal.

Este método de regulación se basa en gobernar tanto la amplitud como la fase del flujo magnético del motor de inducción, para lograr un funcionamiento similar al que tienen los motores de continua, que hasta hace poco han sido los motores preferidos para obtener velocidad variable [FRA13, p. 729]. Pero en el motor asíncrono (de rotor en cortocircuito o jaula de ardilla), de forma diferente al motor de continua, sólo hay un bobinado al que se pueda acceder que es el del estator, y además tanto la fuerza magnetomotriz en el entrehierro como el flujo magnético no se mantienen fijas en el espacio sino que rotan a la velocidad de sincronismo.

La intensidad I_s de la máquina se puede descomponer en dos partes: la corriente magnetizante $I_m(t)$, productora de flujo, sobre todo inductiva o imaginaria, aunque con una reducida componente resistiva o real debida a las pérdidas en el material ferromagnético del estator; y la intensidad de carga $I_r(t)$, productora de par y trabajo, sobre todo resistiva o real, aunque con una reducida componente inductiva o imaginaria debida a las reactancias de fugas del estator y del rotor. En un motor asíncrono no puede accederse de forma separada a las intensidades productoras de flujo y de par, ya que sólo puede accederse a los bobinados trifásicos en el estator. Para solventar esta dificultad, la aportación más importante del control vectorial es conservar en cuadratura las partes de par y de magnetización de la intensidad del estator, desacoplando estas dos componentes de modo que sean gobernables independientemente, trabajando incluso en exigentes modos dinámicos.

El control de tipo vectorial de los motores de inducción se puede realizar en la referencia del flujo magnético por el rotor, en la referencia del flujo del estator y en la referencia del flujo magnetizante. El control en la referencia del flujo del rotor es el más usado, y es el que se va a seguir en este apartado. Se puede pues usar un sistema que gire con velocidad síncrona y que sirva como referencia global. Los flujos del estator y del rotor son de naturaleza estacionaria respecto a la referencia del rotor, e interaccionan entre ellos generando par. El sistema de referencia del rotor se construye mediante una transformada lineal que posibilita el cambio del sistema trifásico estacionario a otro sistema de referencia con sólo 2 ejes, usualmente llamados eje d y eje q .

No es posible medir directamente la intensidad por el rotor en un motor de inducción, por lo que ésta se reemplaza por un valor equivalente descrito en el sistema de referencia giratorio y ligado al flujo rotórico con ejes d y q . Así, por analogía con las máquinas de c.c., es posible dividir la intensidad estatórica I_s en dos partes: una parte, I_q , paralela al eje q , y otra componente normal a éste, I_d (sobre el eje del campo, d). La parte sobre el eje d es la causante de la producción de flujo, mientras que la parte sobre el eje q es la que genera la f.m.m. y con ello el par. Por ello, se puede decir que la parte I_d equivale a la intensidad de excitación que atraviesa los polos en las máquinas de continua, y la parte I_q equivale a la intensidad que recorre el inducido. Las componentes I_d e I_q no pueden medirse de forma directa sobre los terminales de la máquina asíncrona; en cambio, es posible dividir la intensidad estatórica I_s , haciendo uso de la transformación de Clark, en sendas partes I_a e I_b referidas al sistema de

coordenadas del flujo estático (que guarda una fase ρ_R respecto al eje d o campo del entrehierro, tal como se indica en la figura III.4).

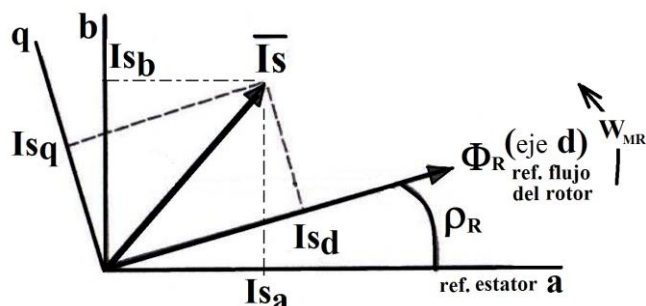


Figura III.4 Valores instantáneos de las dos componentes de la corriente del estator en las referencias del estator (ejes a y b) y del flujo del rotor (ejes d y q) [MAR04].

Entonces, pueden hallarse I_d e I_q conocidos los valores del ángulo ρ_R y de I_a e I_b . Esta transformación, llamada de Park, es necesario realizarla continuamente mediante un sistema procesador digital de señal, por lo que esta técnica de control no pudo aplicarse hasta que se produjo el desarrollo de estos sistemas basados en procesadores. Para realizar esta transformación es por tanto necesario un módulo funcional que produzca las salidas I_q e I_d (causantes del par y del campo magnético, respectivamente) tomando como entradas las intensidades I_b e I_a . Dicho módulo funcional obtiene pues las coordenadas en la referencia de los ejes d y q (coordenadas del campo orientado) a partir de las coordenadas estáticas (ejes a y b). Las posibles variaciones en I_a e I_b producirán a su vez cambios en las componentes de salida I_d e I_q , calculadas gracias a realimentar la fase ρ_R e incluidas en el bucle de control por medio de otro módulo funcional, obtenido haciendo uso de un detector de posición o codificador ubicado en el eje del motor de inducción [FRA13].

Para hallar el par eléctrico de la máquina asíncrona se utilizan estas intensidades y la fase instantánea del flujo ρ_R , hallada mediante el modelo del flujo de la máquina. Tras esta conversión, los parámetros estáticos ya están convertidos al modelo del flujo. Este modelo es contrastado con los parámetros de referencia renovados mediante un regulador PI. Después se retorna al sistema de referencia del estator desde el sistema de campo. Los voltajes o intensidades de salida se suministrarán al motor por medio de un modulador PWM.

Los métodos de control vectorial pueden ser clasificados en función de diversos criterios, según utilicen:

- Control vectorial directo y control vectorial indirecto (por la forma de determinar la amplitud y posición del vector de flujo rotórico, que es el que determina el sistema de referencia). También existe el control sin sensor (*Sensorless Control*) como alternativa a las dos técnicas anteriores [VAS98].
- Convertidor en fuente de corriente y convertidor en fuente de tensión (según el convertidor-inversor controle directamente la corriente o bien la tensión del estator).
- Además, el control vectorial de las máquinas de inducción se puede realizar en la referencia del flujo del rotor (el más usado), en la referencia del flujo del estator y en la referencia del flujo magnetizante, como ya se comentó anteriormente.

Para poder controlar las dos partes que componen el vector de la intensidad, el control de tipo vectorial requiere una señal que realmente tanto la posición actual del flujo por el entrehierro como la amplitud. Existen sistemas vectoriales que usan una regulación directa, integrando en el entrehierro sensores de flujo o un encoder incremental para reproducir las señales requeridas. Este tipo de sensor presenta varios inconvenientes. Por un lado, el precio es relativamente elevado, pudiendo llegar a superar el del motor para el caso de motores de pequeña potencia. Por otro, son sistemas poco robustos en ambientes industriales (con lo que el motor de inducción perdería esa ventaja frente a los motores de c.c.). La mayoría de los sistemas de control usan una regulación vectorial indirecta, en la que la situación relativa actual del rotor se mide usando un encoder diferencial ubicado en el rotor y la posición del flujo por el entrehierro y la amplitud se calculan mediante las variables del motor (llamado *mapa del motor*). Durante los últimos años, se ha dedicado un notable esfuerzo de investigación al desarrollo de técnicas de estimación de velocidad/posición con el objetivo final de eliminar el sensor. Con este propósito, existen dos enfoques. El primero emplea la excitación fundamental de la máquina, utilizando la fuerza contra-electromotriz, para determinar la posición del rotor. El segundo grupo rastrea las asimetrías dependientes de la posición del rotor para estimar su posición [GAR06].

En el control en fuente de tensión (usado para la conexión directa a red de la salida del variador, con una entrada que puede provenir de aerogeneradores o células solares, por ejemplo; aunque también válido para control de motores de inducción) se impone la tensión en la salida del convertidor, por lo que el mayor contenido armónico se dará en la corriente. En cambio, en el control en fuente de corriente se impone la corriente de la salida del convertidor, por lo que el mayor contenido armónico se dará en la tensión. Para excitar y controlar motores de inducción se usa cualquiera de ambos tipos de control (aunque es más usado en fuente de tensión para bajas potencias). El control en fuente de corriente es más sencillo, ya que las variables que controlan el flujo (I_{sd}) y el par (I_{sq}) directamente son corrientes. Cuando el control es en fuente de tensión, se deben transformar las referencias de corriente en ambos ejes a los valores de tensión de alimentación que obligan a las corrientes a tener el valor de referencia que se desea [MAR06].

El control vectorial se realiza en principio de forma similar, bien sea en fuente de corriente o de tensión. Es al pasar desde las variables de campo orientado I_{sd} - I_{sq} hasta las referencias o señales moduladoras (V_{SA}^* , V_{SB}^* , V_{SC}^* en fuente de tensión, o bien I_{SA}^* , I_{SB}^* , I_{SC}^* en fuente de corriente), además de los términos de desacoplo, cuando cambia entre hacerlo en fuente de corriente o en fuente de tensión [MAR04]. En la figura III.5 se representa parte del esquema de control vectorial de un motor de inducción en fuente de tensión. El sensor que mide la velocidad w_r es habitualmente óptico, y los sensores de corriente suelen ser de efecto Hall (si el motor no tuviese conectado el neutro con la toma intermedia de continua del inversor, entonces sólo se necesitarían dos sensores de corriente). El sistema de control se realiza en la referencia del flujo del rotor. Para ello hay que estimar el flujo del rotor, que se calcula mediante un estimador, que no aparece en esta figura III.5. Las ecuaciones que controlan el flujo y el par de la máquina son las componentes de la ecuación de la máquina en los dos ejes (d y q) de la referencia del flujo del rotor. Estas ecuaciones, para el caso de control en fuente de tensión, tienen términos de acoplamiento cruzado entre las variables de los dos ejes, que impiden controlar independientemente el par y el flujo, por lo que se introducen unos términos que evitan este acoplamiento.

Mediante el bloque 3→2 de la figura III.5 (o transformación de Clark) se obtienen las componentes del vector espacial de las corrientes del estator (I_{SA} , I_{SB} , I_{SC}) en la referencia del estator (I_{Sa} , I_{Sb}). El bloque $e^{-j\rho_R}$ (o transformada de Park) genera las componentes del vector espacial de la intensidad estática en la referencia del flujo del rotor (I_{sd} , I_{sq}). A partir de I_{sq} y de la velocidad del rotor w_r se obtiene el ángulo del flujo del rotor ρ_R necesario para poder realizar las transformaciones de Park entre las señales de referencia de los flujos del estator y del rotor. A partir de I_{sd} se obtiene el módulo de la corriente magnetizante del rotor, que se utiliza para estimar el par electromagnético T_{em} de la máquina. Los valores de referencia de cada vector espacial de la corriente estática en la referencia del flujo del rotor, I_{sd}^{ref} e I_{sq}^{ref} , se obtienen a partir de varios algoritmos de control estimadores del flujo del rotor y reguladores de par y velocidad (e incluso de posición) cuya explicación detallada puede encontrarse en diversa bibliografía como [MAR06] y [VAS98]. Por medio de los vectores espaciales de la intensidad del estator en la referencia del flujo del rotor (I_{sd} , I_{sq}) y de sus referencias (I_{sd}^{ref} , I_{sq}^{ref}), y tras pasar por diversos reguladores y circuitos de desacoplo, se obtienen V_{sd}^{ref} y V_{sq}^{ref} o valores de referencia de los vectores espaciales de la tensión del estator en la referencia del flujo del rotor. Estas señales se transforman en las componentes según los ejes fijos del estator, V_{sa}^{ref} y V_{sb}^{ref} , mediante el bloque $e^{+j\rho_R}$ (o transformada inversa de Park), y en los valores de referencia o señales moduladoras de la tensión de las tres fases, V_{SA}^* , V_{SB}^* y V_{SC}^* , mediante el bloque 2→3 (o transformada inversa de Clark). La tensión de cada una de las fases de salida del inversor, que excitará al motor de inducción, se obtiene normalmente mediante algún método de generación PWM, a partir de las referencias o señales moduladoras de entrada al inversor.

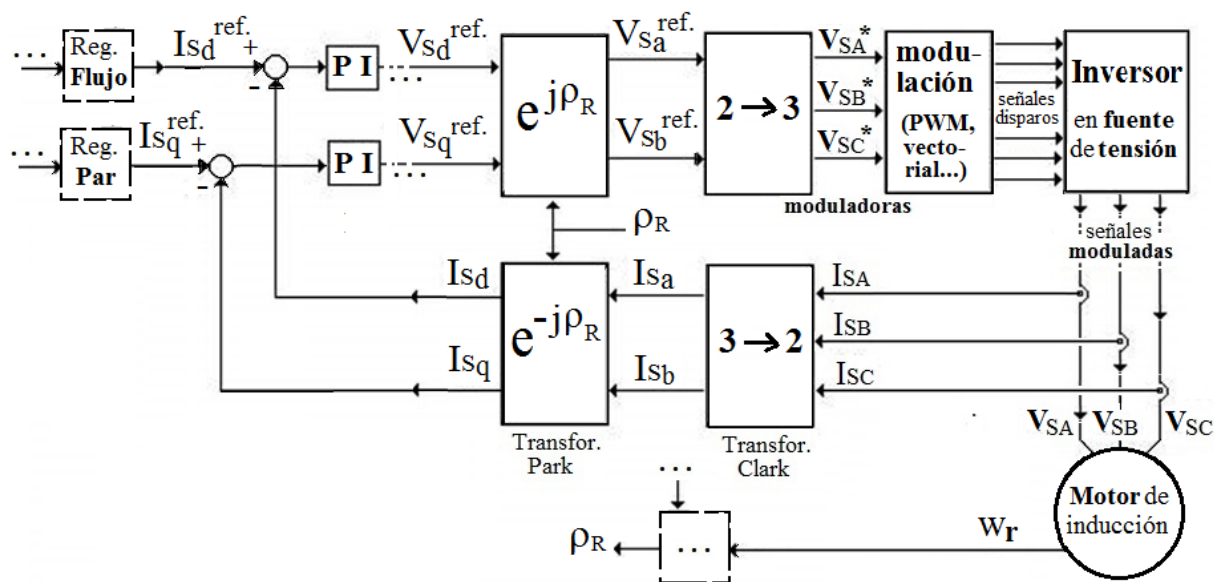


Figura III.5 Parte del control vectorial de un motor asíncrono en fuente de tensión [MAR04].

El sistema de control del motor proporciona al inversor los valores de referencia o señales moduladoras (V_{SA}^* , V_{SB}^* , V_{SC}^* en fuente de tensión) de las tres fases del estator. Con estas señales moduladoras, el inversor tiene que conmutar de forma que sus salidas (V_{SA} , V_{SB} , V_{SC} en fuente de tensión) coincidan con dichos valores de referencia. Para ello hay distintos métodos

de generación de las tensiones de salida del inversor, como pueden ser los basados en modulación por ancho de impulsos PWM o, más recientemente, y sólo para control en fuente de tensión, la modulación vectorial de pulsos (método en el que se genera el vector en el espacio del voltaje del estator como combinación temporal de los ocho vectores simples que puede generar el inversor, como se ha explicado en el apartado 4.2).

Se ve pues que el control en campo orientado o el de modulación vectorial (*space vectorial modulation*) afectan a la moduladora, no a la portadora. En cambio, puede que en control escalar V/f o en control directo del par *DTC* vayan más mezclados control y portadora. El método de control del convertidor-motor afecta a las señales moduladoras, que se usarán posteriormente en el proceso de modulación (junto con la portadora, ver figura III.5), y es en este proceso de modulación cuando se generan armónicos. Por ello la forma de realizarse la modulación se ha tratado con más detalle en el apartado 4.2 de esta tesis, dada su importancia de cara a la generación de armónicos y caracterización de los variadores de frecuencia.

***REFERENCIAS
BIBLIOGRÁFICAS.***

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.

- [ABD07] Abdeslam, D. O.; Wira, P.; Merckle, J., et al., «A unified artificial neural network architecture for active power filters.», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, nº 1, p.p. 61–76, Feb. 2007.
- [ABR00] de Abreu, J.; Emanuel, A., «Induction Motor Loss of Life Due to Voltage Imbalance and Harmonics: a Preliminary Study.», *Proceedings of the 9th International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP 2000*, 1-4, Orlando , Florida, USA, p.p. 75-80, Oct. 2000.
- [AGU12] Aguirre, M.; Madina, P.; Poza, J.; et. al., «Analysis and comparison of PWM modulation methods in VSI-Fed PMSM drive systems.», *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on.* IEEE, p.p. 851-857, 2012.
- [AIE04] Aiello, M.; Cataliotti, A.; Nuccio, S., «A PC-based instrument for harmonics and interharmonics measurement in power supply systems.», *Measurement in power supply systems*, vol. 35, nº 4, p.p. 371-380, 2004.
- [AIE05] Aiello, M.; Cataliotti, A.; Nuccio, S., «A chirp-z transform-based synchronizer for power system measurements.», *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 54, nº 3, p.p. 1025-1032, 2005.
- [AIE06] Aiello, M., Cataliotti, A., Favuzza, S. and Graditi, G., «Theoretical and Experimental Comparison of Total Harmonic Distortion Factors for the Evaluation of Harmonic and Interharmonic Pollution of Grid-Connected Photovoltaic Systems.», *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, nº 3, p.p. 1390-1397 , Jul. 2006.
- [AIE07] Aiello, M.; Cataliotti, A.; Cosentino, V.; Nuccio, S., «Synchronization techniques for power quality instruments.», *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, p.p. 1511–1519, Oct. 2007.
- [AKI08] Akin, B.; Orguner, U.; Toliyat, H. A.; Rayner, M., «Low order PWM inverter harmonics contributions to the inverter-fed induction machine fault diagnosis.», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, nº 2, p.p. 610-619, 2008.
- [ALF17a] Alfieri, L.; Bracale, A.; Carpinelli, G.; Larsson, A., «A wavelet-modified ESPRIT hybrid method for assessment of spectral components from 0 to 150 kHz.», *Energies*, vol. 10, nº 1, p.p. 97, Jan. 2017.
- [ALF17b] Alfieri, Luisa., «New advanced methods for the spectral analysis of time-varying waveforms in power systems.», *Tesis Doctoral, Universidad de Nápoles Federico II*, Apr. 2017.
- [ALF17c] Alfieri, Luisa; Bracale, Antonio; Larsson, Anders, «New power quality indices for the assessment of waveform distortions from 0 to 150 kHz in power systems with renewable generation and modern non-linear loads.», *Energies*, vol. 10, nº 10, p.p. 1633, Oct. 2017.
- [ALF17d] Alfieri, L.; Bracale, A.; Carpinelli, G.; et al., «Accurate assessment of waveform distortions up to 150 kHz due to fluorescent lamps.», en *2017 6th International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, IEEE, p.p. 636-644, 2017.
- [ALV06] Alvarez, Atanasi J., «Contribución al estudio de las ondas de campo armónico y las pérdidas adicionales que se originan en los motores eléctricos de inducción asíncronos alimentados con convertidor de frecuencia en modulación del ancho de los impulsos.» *Tesis Doctoral. Universitat Politècnica de Catalunya*, 2006.

- [AND89] Andria, G.; Savino, M.; Trotta, A., «Windows and interpolation algorithms to improve electrical measurement accuracy.», *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 38, p.p. 856–863, 1989.
- [APP95] Application guide to the European Standard EN 50160 on «voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems». *Electricity Product Characteristics and Electromagnetic Compatibility*, Union of the Electricity Ind. Eurelectric, Jul. 1995.
- [ARG11] Sarkar, A.; Choudhury, S. R.; Sengupta, S., «A self-synchronized ADALINE network for on-line tracking of power system harmonics.», *Measurement*, vol. 44, n° 4, p.p. 784-790, 2011.
- [ARN16] Arnanz, R.; Javier, F.; Miguel, L.J., «Methods for induction motor control: state of art», *Revista Iberoamericana de Automatica e Informatica Industrial*, volumen 13, n° 4, p.p. 381-392, Dec. 2016
- [ARR03] Arrillaga, J.; Watson, N. R.; Chen, S., «Power system harmonics», John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, ISBN: 0-470-85129-5, 2nd Edition, 2003.
- [BAR02] Barros, J., Diego, R., «Effects of Non-Sinusoidal Supply on the Voltage Tolerance of Equipment», *IEEE Power Engineering Review*, vol. 22, n° 7, p.p. 46-47, Jul. 2002.
- [BAR06a] Barros, J., Diego, R., «On the Use of the Hann Window for Harmonic Analysis in the Standard Framework», *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, n° 1, p.p. 538-539, Jan. 2006.
- [BAR06b] Barros, J., Diego, R., «Discussion of Sensitivity of Personal Computers to Voltage Sags and Short Interruptions», *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, n° 1, p.p. 543-544, Jan. 2006.
- [BAR06c] Barros, J., Diego, R., «Effects of Windowing on the Measurement of Harmonics and Interharmonics in the IEC Standard Framework», *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings*, vols 1-5, p.p. 2294-2299, Apr. 2006.
- [BAR10] Barros, J., de Apráiz, M., Diego, R., «Measurement of voltaje distortion in the frequency range 2–9 kHz,» en proceedings de: *IEEE Int. Workshop Applied Meas. Power Syst.*, Aachen, Germany, p.p. 70–73, Sep. 2010.
- [BAR12] Barros, Julio; Diego, Ramón I.; De Apraiz, Matilde, «Applications of wavelet transform for analysis of harmonic distortion in power systems: A review.», *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, vol. 61, n° 10, p.p. 2604-2611, 2012.
- [BAR13] Barros, J., Diego, R., de Apraz, M., «A discussion of new requirements for measurement of harmonic distortion in modern power supply systems,» *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, n° 8, p.p. 2129–2139, Aug. 2013.
- [BAR18] Bartman, Jacek; Bogdan Kwiatkowski., «The Influence of Measurement Methodology on the Accuracy of Electrical Waveform Distortion Analysis.», *Measurement Science Review*, vol. 18, n° 2, p.p. 72-78, 2018.
- [BEL01] Bellini, A.; Filippetti, F.; Franceschini, G.; et al., «Quantitative evaluation of induction motor broken bars by means of electrical signature analysis.», *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 37, n° 5, p.p. 1248-1255, 2001.
- [BEL02] Bellini, A.; Filippetti, F.; Franceschini, G.; et al., «On-field experience with online diagnosis of large induction motors cage failures using MCSA.», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, p.p. 1045-1053, 2002.

- [BEL08] Bellini, A.; Filippetti, F.; Tassoni, C.; Capolino, G.A., «Advances in Diagnostic Techniques for Induction Machines.», IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, p.p. 4109-4126, 2008.
- [BEL16] Belega, D.; Petri, D.; Dallet, D., «Impact of harmonics on the interpolated DFT frequency estimator», Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 66, p.p. 349-360, 2016.
- [BEN00] Benbouzid, M. E. H., «A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection.», IEEE transactions on industrial electronics, vol. 47, n° 5, p.p. 984-993, 2000.
- [BEN17] Bendrat, Florian; Chhor, Johnny; Sourkounis, Constantinos, «Novel computation-efficient three-phase EPLL-based grid synchronization techniques considering power quality issues.», en 2017 25th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED), IEEE, p.p. 787-793, 2017.
- [BIL09] Bilik, P., «Measurement of Voltage and Current Harmonics for Frequencies up to 9 kHz According to IEC61000-4-7.», En 2009 10th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation. IEEE, 2009. p.p. 1-5, Sep. 2009.
- [BIN15] Binojkumar, A. C.; Saritha, B.; Narayanan, G., «Acoustic Noise Characterization of Space-Vector Modulated Induction Motor Drives—An Experimental Approach.», IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, n° 6, p.p. 3362-3371, 2015.
- [BLA17] Blaabjerg, F.; Yang, Y.; Yang, D.; Wang, X., «Distributed power-generation systems and protection.», Proceedings of the IEEE, vol. 105, n° 7, p.p. 1311-1331, 2017.
- [BLO10] Blödt, M.; Raison, B.; Regnier, J.; Granjon, P., «Mechanical Fault detection in induction motor drives through stator current monitoring-Theory and application examples.», INTECH Open Access Publisher, p.p. 451-487, 2010.
- [BOC07] Bocker, Joachim, «State of Art of Induction Motor Control», Electric Machines & Drives Conference, IEEE, May 2007.
- [BOE97] Ley 54/1997, de 27 de noviembre, Boletín Oficial del Estado, 28 de Noviembre de 1997.
- [BOL06] Bollen, M., Gu, I., «Signal Processing of Power Quality Disturbances», Wiley-IEEE Press eBook Chapters, ISBN-13 978-0-471-73168-9, 2006.
- [BOL08] Bollen, M.H.J.; Ribeiro, P.F.; Larsson, E.O.A.; Lundmark, M., «Limits for Voltage Distortion in the Frequency Range 2 to 9 kHz.», IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 23, n° 3, p.p. 1481-1487, Jul. 2008.
- [BOL09] Bollen, M.; Gu, I.; Santoso, S.; et. al., «Bridging the gap between signal and power.», IEEE Signal Processing Magazine, vol. 26, n° 4, p.p. 12–31, Jul. 2009.
- [BOL14] Bollen, M.; Olofsson, M.; Larsson, A.; Rönnberg, S. «Standards for supraharmonics (2 to 150 kHz).», IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine, vol. 3, n° 1, p.p. 114-119, 2014.
- [BOS07] Bose, B. K., «Neural network applications in power electronics and motor drives—An introduction and perspective.», IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, n° 1, p.p. 14–33, Feb. 2007.
- [BOX15] Box, G. E.; Jenkins, G. M.; Reinsel, G. C.; Ljung, G. M., «Time series analysis: forecasting and control.», John Wiley & Sons, 2015.
- [BRA08] Bracale, A.; Carpinelli, G.; Leonowicz, Z.; Lobos, T., «Measurement of IEC groups and subgroups using advanced spectrum estimation methods.», IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2008, vol. 57, n° 4, p.p. 672-681, 2008.

- [BRA09] Bracale, A.; Carpinelli, G., «An ESPRIT and DFT-based new method for the waveform distortion assessment in power systems.», in: 20th Int. Conf. and Exhibition on Electricity Distribution, CIRED, p.p. 1–4, 2009.
- [BUR77] Burrus, C., «Index Mappings for Multidimensional Formulation of the DFT and Convolution», IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing 25, p.p. 239–242, 1977.
- [BUR85] Burrus, C., Parks, T., «DFT/FFT and Convolution Algorithms», John Wiley & Sons, New York, 1985.
- [CAC10] Caciotta, M., Giarnetti, S., Leonowicz, Z. et. al., «Comparison between DFT, adaptive window DFT and EDFT for power quality frequency spectrum analysis», Modern Electric Power Systems, Wroclaw, Poland, p.p. 1–5, 2010.
- [CAR09] Carvalho, J.R. de; Duque, C. A.; Ribeiro, M. V.; et al., «A PLL-based multirate structure for time-varying power systems harmonic/interharmonic estimation.», IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 24, n° 4, p.p. 1789-1800, 2009.
- [CAT07] Cataliotti, A.; Cosentino, V.; Nuccio, S., «A phase-locked loop for the synchronization of power quality instruments in the presence of stationary and transient disturbances.», IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 56, n° 6, p.p. 2232-2239, 2007.
- [CHA09] Chang, G. W.; Chen, C.-I; Liang, Q. W. , «A two-stage ADALINE for harmonics and interharmonics measurement.», IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, n° 6, p.p. 2220–2228, Jun. 2009.
- [CHA10] Chang, G. W.; Chen, C. I., «Measurement techniques for stationary and time-varying harmonics», In IEEE PES General Meeting, Jul. 2010.
- [CHA10a] Chang, G. W.; Chen, C. I., «An accurate time-domain procedure for harmonics and interharmonics detection.», IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 25, n° 3, p.p. 1787-1795, 2010.
- [CHA10b] Chang, G. W.; Chen, C. I.; Teng, Y. F., «Radial-basis-function-based neural network for harmonic detection.», IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, n° 6, p.p. 2171-2179, 2010.
- [CHE08] Chen, Y., «Harmonic detection in electric power system based on wavelet multi-resolution analysis.», Computer Science and Software Engineering, 2008 International Conference on, IEEE, vol. 5, p.p. 1204-1207, 2008.
- [CHE09] Chen, Huali; Sun, Yunlian; Cheng, Yan, «Harmonic and inter-harmonic detection of grid-connected distributed generation based on modified mathematical morphology filter and Hilbert-Huang transformation.», Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International. IEEE, p.p. 1155-1160, 2009.
- [CHE09a] Chen, C.; Xu, T.; Piao, Z.; et al., «The study on FFT harmonic detecting method of rural network based on wavelet denoising.», Energy and Environment Technology. ICEET'09. International Conference on. IEEE, p.p. 365-368, 2009.
- [CHE10] Chen, C. I.; Chang, G. W., «Virtual instrumentation and educational platform for time-varying harmonic and interharmonic detection.», IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, n° 10, p.p. 3334-3342, 2010.
- [CHE10a] Chen, C.I.; Chang, G.W.; Hong, R. C.; Li, H.M., «Extended real model of Kalman filter for time-varying harmonics estimation.», IEEE Trans. Power Del., vol. 25, n° 1, p.p. 17–26, Jan. 2010.

- [CHE13a] Chen, C. I., «A calibration test platform of power quality instruments for grid integration of wind energy system.», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n° 7, p.p. 2874-2880, Jul. 2013.
- [CHE13b] Chen, C. I., «A phasor estimator for synchronization between power grid and distributed generation system.», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n° 8, p.p. 3248–3255, Aug. 2013.
- [CHE14] Chen, C. I.; Chen, Y. C., «Comparative study of harmonic and interharmonic estimation methods for stationary and time-varying signals», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 1, p.p. 397-404, 2014.
- [CHI09] Chicco, Gianfranco; Schlabach, Jürgen; Spertino, Filippo, «Experimental assessment of the waveform distortion in grid-connected photovoltaic installations.», *Solar Energy*, vol. 83, n° 7, p.p. 1026-1039, 2009.
- [CHI15] Chicco, G., Russo, A., Spertino, F., «Supraharmonics: Concepts and Experimental Results on Photovoltaic Systems.», en proceedings de: 12th International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC), Lagow, POLAND, Jun. 2015.
- [CHI15a] Chintakindi, Sruthi Reddy; Varaprasad, O. V. S. R.; Sarma, Dvss Siva., «Improved Hanning window based interpolated FFT for power harmonic analysis.», en TENCON 2015-2015 IEEE Region 10 Conference, IEEE, p.p. 1-5, 2015.
- [CHI17] Chicco, G.; Pons, E.; Russo, A.; Spertino, F.; Porumb, R.; Postolache, P.; Toader, C., «Assessment of unbalance and distortion components in three-phase systems with harmonics and interharmonics.», *Electric Power Systems Research*, vol. 147, p.p. 201-212, 2017.
- [CHI19] Chiejine, Chinedu Michael. «Perspectives On Electric Power Quality Problems: Corollaries And Remedies.», *Perspectives*, vol. 6, n° 4, 2019.
- [CHO10] Cho, Soo-Hwan; Jang, Gilsoo; Kwon, Sae-Hyuk, «Time-frequency analysis of power-quality disturbances via the Gabor–Wigner transform.», *IEEE transactions on power delivery*, vol. 25, n° 1, p.p. 494-499, 2010.
- [COL18] Collin, A. J.; Langella, R.; Testa, A.; Djokic, S. Z.; Drapela, J., «Assessing Distortion Within the IEC Framework in the Presence of High Frequency Components: Some Considerations on Signal Processing.», en 2018 IEEE 9th International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS), IEEE, p.p. 1-6, 2018.
- [COL19] Collin, A. J.; Djokic, S. Z.; Drapela, J.; Langella, R.; Testa, A., «Proposal of a Desynchronized Processing Technique for Assessing High Frequency Distortion in Power Systems.», *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2019.
- [COS07] Costa, F.F.; Cardoso, A.J. ; Fernandes, D.A., «Harmonic Analysis Based on Kalman Filtering and Prony's Method.», *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG 2007. International Conference on*, p.p. 696–701, 2007.
- [DAL15] Dalali, M., Jalilian, A., «Indices for measurement of harmonic distortion in power systems according to IEC 61000-4-7 standard.», *IET Gener. Transm. Distrib.*, 2015, vol. 9, Iss. 14, p.p. 1903–1912, Nov. 2015.
- [DAN06] D'Antona, G., Ferrero, A., «Digital Signal Processing for Measurement Systems Theory and Applications», Springer Science+BusinessMedia, LLC ISBN 978-0387-24966-7, 2006.
- [DAS96] Dash, P. K. ; Swain, D. P. ; Liew, A. C. ; Rahman, s., «An adaptive linear combiner for on-line tracking of power system harmonics.», *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 11, n° 4, p.p. 1730–1735, Nov. 1996.

- [DAS99] Dash, P. K.; Pradhan, A. K.; Panda, G., «Frequency estimation of distorted power system signals using extended complex Kalman filter.», *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, n° 3, p.p. 761-766, 1999.
- [DEL15] Delgado-Arredondo, P. A.; Garcia-Perez, A.; Morinigo-Sotelo, D.; Osornio-Rios, R. A.; Avina-Cervantes, J. G.; Rostro-Gonzalez, H.; Romero-Troncoso, R. D. J., «Comparative study of time-frequency decomposition techniques for fault detection in induction motors using vibration analysis during startup transient.», *Shock and Vibration*, 2015.
- [DEL82] Deleroi, W. «The Squirrel Cage Motors with Broken Bar in the Rotor – Physical phenomena and their experimental Assessment», *Proceedings of International Conference of Electrical Machines*, p.p.: 767-770, 1982.
- [DEL84] Deleroi, W., «Broken bars in squirrel cage rotor of an induction motor- Part 1: Description by superimposed fault currents.», *Archiv fur Elektrotechnik*, vol. 67, n° 2, p.p. 91-99, 1984.
- [DIE06] Diego García, R.I., «Análisis Wavelet Aplicado a la Medida de Armónicos, Interarmónicos y Subarmónicos en Redes de Distribución de Energía Eléctrica», tesis doctoral, Universidad de Cantabria, España, 2006.
- [DIE09] Diego, R. I.; Barros, J., «Global method for time–frequency analysis of harmonic distortion in power systems using the wavelet packet transform.», *Electric Power Systems Research*, vol. 79, n° 8, p.p. 1226-1239, 2009.
- [DIE10] Diego, R. I.; Barros, J., «Subharmonic measurement using DFT and wavelet-packet transform in an IEC extended framework.», *Measurement*, vol. 43, n° 10, p.p. 1603-1608, 2010.
- [DIE13] Diego, R., Barros, J., et al., «A simple Discrete Fourier Transform-based synchronization method for power quality measurement», *PowerTech 2013 IEEE*, Grenoble, p.p. 1 6, Jun. 2013.
- [DRI09] Driesen, J.; Van den Keybus, J., «Measurement techniques and benchmarking». Cap. 12 de «Time-Varying Waveform Distortions in Power Systems», John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 978-0-470-71402-7, 2009.
- [DUQ05] Duque-Pérez, O. y Pérez Alonso, M., «Motores de Inducción: Técnicas de Mantenimiento Predictivo», Ed. Abecedario, 2005.
- [DUQ10] Duque-Perez, O.; Morinigo-Sotelo, D.; Rodriguez-Carrascal, A.; Garcia-Escudero, L. A.; Perez-Alonso, M., «Experimental identification of induction motor broken bar characteristic frequencies using a programmable power source.», in *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, IEEE, p.p. 1-6, 2010.
- [DUQ11] Duque, Carlos Augusto; Silveira, Paulo M.; Ribeiro, Paulo F., «Visualizing time-varying harmonics using filter banks.», *Electric Power Systems Research*, vol. 81, n° 4, p.p. 974-983, 2011.
- [DUQ15] Duque-Perez, O.; Garcia-Escudero, L. A.; Morinigo-Sotelo, D.; Gardel, P. E.; Perez-Alonso, M., «Analysis of fault signatures for the diagnosis of induction motors fed by voltage source inverters using ANOVA and additive models.», *Electric Power Systems Research*, vol. 121, p.p. 1-13, 2015.
- [DUR04] Durocher, D. B.; Feldmeier, G. R., «Predictive versus preventive maintenance.», *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 10, no 5, p.p. 12-21, 2004.
- [ELL82] Elliott, D., Rao, K., «Fast Transforms: Algorithms, Analyses, Applications.», Academic Press, New York, 1982.

- [EN010] EN 50160:2010, Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution networks, 3rd edition 2010.
- [FEO13] Feola, L.; Langella, R.; Testa, A., «On the effects of unbalances, harmonics and interharmonics on PLL systems», *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, nº 9, p.p. 2399-2409, 2013.
- [FER17] Fernandez-Cavero, V.; Morinigo-Sotelo, D.; Duque-Perez, O.; Pons-Llinares, J., «A comparison of techniques for fault detection in inverter-fed induction motors in transient regime.», *IEEE Access*, vol. 5, p.p. 8048-8063, 2017.
- [FER92] Ferrero, Alessandro; Ottoboni, Roberto, «High-accuracy Fourier analysis based on synchronous sampling techniques.», *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, vol. 41, nº 6, p.p. 780-785, 1992.
- [FRA13] Fraile Mora, J., «Máquinas Eléctricas.», Ed. Mc Graw Hill, Quinta edición, 2013.
- [GAL00a] Gallo, D., Langella, R., Testa, A., «On the Processing of Harmonics and Interharmonics in Electrical Power Systems.», *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter 2000, Singapore*, 23-27, p.p. 1581-1586, Jan. 2000.
- [GAL00b] Gallo, D., Langella, R., Testa, A., «Double Stage Harmonic and Interharmonic Processing Technique.», *Proceedings of IEEE Power Engineering Society Winter Meeting 2000, Singapore*, 23-27, p.p. 1141-1146, Jan. 2000.
- [GAL04a] Gallo, D.; Landi, C. N.; Langella, R.; Testa, A., «The impact of electric disturbances on the performance of induction motors fed by multistage converters: theoretical analysis and experimental verification.», in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2004. IMTC 04. Proceedings of the 21st IEEE. IEEE, 2004*. p.p. 1638-1643, May, 2004.
- [GAL04b] Gallo, Daniele; Langella, Roberto; Testa, Alfredo, «Desynchronized processing technique for harmonic and interharmonic analysis.», *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, nº 3, p.p. 993-1001, Jul., 2004.
- [GAL04c] Gallo, D., Testa, A. «On the Effects of Voltage Subharmonics on Power Transformers: a Preliminary Study.», *Proceedings of the 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP 2004*, 12-15, p.p. 5001-5006, Sept. 2004.
- [GAO18] Gao, Y. G.; Jiang, F. Y.; Song, J. C.; Zheng, L. J.; Tian, F. Y.; Geng, P. L. «A novel dual closed-loop control scheme based on repetitive control for grid-connected inverters with an LCL filter.», *ISA transactions*, vol. 74, p.p. 194-208, 2018.
- [GAR06] García Fernández, P., «Control y diagnóstico de máquinas de alterna mediante el rastreo de asimetrías espaciales.», Tesis Doctoral, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Computadores y Sistemas. Universidad de Oviedo, 2006.
- [GAR11] García, J.R.; García, E.R.; Romeral, J.L., «Detección de fallas en máquinas de inducción basada en STFT y transformada wavelet.», *Visión Electrónica*, vol. 5, nº 1, p.p. 38-48, 2011.
- [GAR12] Gardel-Sotomayor, P.; Morinigo-Sotelo, D.; Duque-Perez, O.; Perez-Alonso, M.; Garcia-Escudero, L.A., «Neural network broken bar detection using time domain and current spectrum data.», en *proceedings de XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, p.p. 2492-2497, sept. 2012.
- [GAR13] Gardel Sotomayor, P. E., «Aportaciones al mantenimiento predictivo de motores de inducción mediante una metodología de diagnóstico basada en el uso combinado de técnicas estadísticas y Redes Neuronales Artificiales», Tesis Doctoral, Directores:

Daniel Moríñigo Sotelo, Óscar Duque Pérez. Dpto. de Ingeniería Eléctrica. Universidad de Valladolid, 2013.

- [GAR17] Garcia-Calva, T. A.; Morinigo-Sotelo, D.; Romero-Troncoso, René de J., «Non-Uniform Time Resampling for Diagnosing Broken Rotor Bars in Inverter-Fed Induction Motors.», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 3, p.p. 2306–2315, 2017.
- [GAR18] Garanayak, Priyabat; Panda, Gayadhar, «An adaptive linear neural network with least mean M-estimate weight updating rule employed for harmonics identification and power quality monitoring.», *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 40, n° 6, p.p. 1936-1949, Apr. 2018.
- [GHO15] Ghorbani, M. Jawad; Mokhtari, Hossein, «Impact of Harmonics on Power Quality and Losses in Power Distribution Systems.», *International Journal of Electrical & Computer Engineering (2088-8708)*, vol. 5, n° 1, 2015.
- [GON12] Gonzalez-Espin, F.; Figueres, E.; Garcera, G., «An adaptive synchronous-reference-frame phase-locked loop for power quality improvement in a polluted utility grid.», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 6, p.p. 2718–2731, Jun. 2012.
- [GRA83] Grandke, Thomas, «Interpolation algorithms for discrete Fourier transforms of weighted signals.», *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, vol. 32, n° 2, p.p. 350-355, 1983.
- [GRE18] Greverer, Anne; Meyer, Jan; Rönberg, Sarah, «Comparison of Measurement Methods for the Frequency Range 2–150 kHz (Supraharmonics).», en *2018 IEEE 9th International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, IEEE, p.p. 1-6, 2018.
- [GUA09] Guangjie, Fu; Hailong, Zhao, «The study of the electric power harmonics detecting method based on the immune RBF neural network.», *Intelligent Computation Technology and Automation. ICICTA'09. Second International Conference on. IEEE, 2009.* p.p. 121-124, 2009.
- [GUI08] Gu, Irene Yu-Hua; Bollen, Math H.J., «Estimating interharmonics by using sliding-window ESPRIT.», *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, n° 1, p.p. 13-23, 2008.
- [GUO19] Guo, Q.; Wu, J.; Jin, H.; Peng, C., «An Innovative Calibration Scheme for Interharmonic Analyzers in Power Systems under Asynchronous Sampling.», *Energies*, vol. 12, n° 1, p.p. 121, 2019.
- [HAN04] Hanzelka, Z., Bien, A., «Harmonics – interharmonics». *Leonardo Power Quality Application Guide – Part 3.3.1*, AGH University of Science and Technology, Copper Development Association, IEE Endorsed Provider, 2004.
- [HAN08] *Handbook of Power Quality*. Edited by Angelo Baghini, John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 978-0-470-06561-7, 2008.
- [HAR16] Hari, V. P. K.; Narayanan, G., «Space-vector-based hybrid PWM technique to reduce peak-to-peak torque ripple in induction motor drives.», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, n° 2, p.p. 1489-1499, 2016.
- [HAR78] Harris, F.J., «On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform», *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, n° 1, p.p. 51-84, Jan. 1978.
- [HID02] Hidalgo, Roberto Marcelo, et al., «A simple adjustable window algorithm to improve FFT measurements.», *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, vol. 51, n° 1, p.p. 31-36, 2002.

- [HOL01] Holmes, D. G.; McGrath, B. P., «Opportunities for harmonic cancellation with carrier-based PWM for a two-level and multilevel cascaded inverters.», *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 37, n° 2, p.p. 574-582, 2001.
- [HOL03] Holmes, D. G.; Lipo, T. A., «Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice.», John Wiley, Hoboken, NJ, Ed. IEEE, 2003.
- [HOL16] Holtz, J., «Advanced PWM and predictive control—An overview.», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 6, p.p. 3837-3844, 2016.
- [HOL92] Holtz, J. «Pulsewidth modulation - A survey.», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, p.p. 410-420, 1992.
- [HOL96] Holmes, D. G., «The significance of zero space vector placement for carrier-based PWM schemes.», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, n° 5, p.p. 1122-1129, 1996.
- [HUA05] Huang, Norden E.; Attoh-Okine, Nii O. (ed.). «The Hilbert-Huang transform in engineering.», CRC Press, 2005.
- [HUA10] Huang, Chien-Hung, et al., «A robust technique for frequency estimation of distorted signals in power systems.», *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, n° 8, p.p. 2026-2036, 2010.
- [HUA19] Huang, Y.; Xu, Y.; Zhang, W.; Zou, J., «Hybrid RPWM Technique Based on Modified SVPWM to Reduce the PWM Acoustic Noise.», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 6, p.p. 5667-5674, Jun. 2019.
- [HUA98] Huang, Norden E., et al., «The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis.», *Proceedings of the Royal Society of London A: mathematical, physical and engineering sciences*. The Royal Society, p.p. 903-995, 1998.
- [HUI12] Hui, Jin, et al., «A method to improve the interharmonic grouping scheme adopted by IEC standard 61000-4-7», *IEEE transactions on Power Delivery*, vol. 27, n° 2, p.p. 971-979, 2012.
- [IEC02a] IEC Standard 61000-2-2. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 2: Environment, Section 2: Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public supply systems. March, 2002.
- [IEC02b] IEC Standard 61000-2-4. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 2: Environment, Section 4: Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances. June, 2002.
- [IEC05] IEC Standard 61000-3-2. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 3: Limits, Section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase). November, 2005.
- [IEC08] IEC 61000-4-7: Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-7: Testing and measurement techniques – General Guide on Harmonics and Interharmonics Measurements and Instrumentation, for Power Supply Systems and Equipment Connected Thereto, IEC 61000-4-7:2002 + A1:2008.
- [IEC09] IEC 61400-21: Wind Turbines. Part 21: Measurement and Assessment of Power Quality Characteristics of Grid Connected Wind Turbines, Geneva, Switzerland, 2009.
- [IEC11] IEC Standard 61000-3-12. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 3: Limits, Section 12: Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current > 16 A and ≤ 75 A per phase, 2011.

- [IEC14] IEC 61000-4-30: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-30: Testing and measurement techniques - Power quality measurement methods; IEC 61000-4-30, 3rd edition; committee draft for vote, 2014.
- [IEC14b] IEC 16-1-2:2014: Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Coupling devices for conducted disturbance measurements, (equivalente a UNE-EN 55016-1-2:2015 y anula a CISPR 16-1-2), 2014.
- [IEC90] IEC Standard 61000-2-1. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 2: Environment, Section 1: Description of the environment – Electromagnetic environment for low-frequency conducted disturbances and signalling in public power supply systems. May, 1990.
- [IEC98] IEC Standard 61000-3-4. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 3: Limits, Section 4: Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A. October, 1998.
- [IEE09] IEEE Std. 1159-2009: IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality, Jun. 2009.
- [IEE92] IEEE Standard 519. IEEE Recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems. 1992.
- [IEE97] IEEE Interharmonic Task Force, Cigré 36.05/CIREN 2 CC02 Voltage Quality Working Group, «Interharmonics in Power Systems», 1997.
- [ISS09] Issouribehere, P.; Barbera, G.; et al., «Medición de la emisión armónica en variadores de velocidad y desarrollo de modelos de simulación», XIII ERIAC Décimo Tercer Encuentro Regional Iberoamericano de Cigré, May. 2009.
- [JAC07] Jacobsen, E.; Kootsookos, P., «Fast, Accurate Frequency Estimators», IEEE Signal Processing Magazine, May 2007.
- [JAF18] Jafarpisheh, B.; Madani, S. M.; Parvaresh, F.; Shahrtash, S. M., «Power System Frequency Estimation Using Adaptive Accelerated MUSIC.», IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, n° 99, p.p. 1-11, Nov. 2018.
- [JAI11] Jain, S. K.; Singh, S. N., «Harmonics estimation in emerging power system: Key issues and challenges», Electric Power Systems Research, vol. 81, no 9, p.p. 1754-1766, 2011.
- [JAI12] Jain, S. K.; Singh, S. N., «Exact model order ESPRIT technique for harmonics and interharmonics estimation.», IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 61, n° 7, p.p. 1915–1923, Jul. 2012.
- [JAI79] Jain, Vijay K.; Collins, William L.; Davis, David C., «High-accuracy analog measurements via interpolated FFT.», IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 28, n° 2, p.p. 113-122, 1979.
- [JOH16] Johnson, Daniel Ogheneovo; Kabiru Alani, Hassan. «Issues of power quality in electrical systems.», International Journal of Energy and Power Engineering, vol. 5, n° 4, p.p. 148-154, 2016.
- [JOH18] John, Malte; Mertens, Axel, «Frequency-Domain Model of Voltage-Source Inverters with Closed-Loop Current Control.», en 2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), IEEE, p.p. 1-8, Jun. 2018.
- [JOK00] Joksimovic, G. M.; Penman, J., «The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors.», IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, n° 5, p.p. 1078-1084, 2000.

- [JOO09] Joorabian, M.; Mortazavi, S. S.; Khayyami, A. A., «Harmonic estimation in a power system using a novel hybrid Least Squares-Adaline algorithm.», *Electric power systems research*, vol. 79, n° 1, p.p. 107-116, 2009.
- [KAI07] Kaiser, A., «Digital Signal Processing using the Fast Fourier Transform», published by BoD – Books on Demand, ISBN: 978-3638639149, 2007.
- [KAL17] Kalair, A.; Abas, N.; Kalair, A. R.; Saleem, Z.; Khan, N., «Review of harmonic analysis, modeling and mitigation techniques.», *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 78, p.p. 1152-1187, 2017.
- [KAL60] Kalman, R.E «A new approach to linear filtering prediction problems.», *Trans. ASME.J. Basic Eng.*, vol. 82, p.p. 35–45, 1960.
- [KAM11] Kaminsky, Daniel; Zidek, Jan; Bilik, Petr., «Virtual instrumentation based power quality analyser», *Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems (IDAACS)*, 2011 IEEE 6th International Conference on. IEEE, p.p. 184-187, 2011.
- [KAR03] Karimi-Ghartemani, M.; Iravani, M. R., «Wide-range, fast and robust estimation of power system frequency.», *Electric Power Systems Research*, vol. 65, n° 2, p.p. 109-117, 2003.
- [KAR05] Karimi-Ghartemani, M.; Iravani, M. R., «Measurement of harmonics/ interharmonics of time-varying frequencies.», *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 20, n° 1, p.p. 23–31, Jan. 2005.
- [KEA02] Keaochantranond, T.; Boonseng, C., «Harmonics and interharmonics estimation using wavelet transform.», *Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002: Asia Pacific. IEEE/PES. IEEE.* p.p. 775-779, 2002.
- [KHA17] Khan, Shazma; Singh, Balvinder; Makhija, Prachi, «A review on power quality problems and its improvement techniques.», en *2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*. IEEE, p.p. 1-7, 2017.
- [KIA07] Kia, S. H.; Heno, H.; Capolino, G.A., «A high-resolution frequency estimation method for three-phase induction machine fault detection.», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, n° 4, p.p. 2305–2314, Aug. 2007.
- [KIM09] Kim, K. S.; Jung, Y. G.; Lim, Y. C., «A new hybrid random PWM scheme.», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n° 1, p.p. 192-200, 2009.
- [KLA13] Klatt, M., et al., «Emission limits above 2kHz – Laboratory results and survey measurements in public low voltage grids», *22nd International Conference on Electricity Distribution CIRED*, Stockholm, paper 1168, Jun. 2013.
- [KLA14] Klatt, M.; Meyer, J.; Schegner, P., «Comparison of measurement methods for the frequency range of 2 kHz to 150 kHz.», En *2014 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*. IEEE, p.p. 818-822, May 2014.
- [KLA15] Klatt, M.; Meyer, J.; Schegner, P.; Wolf, R.; Wittenberg, B., «Filter for the Measurement of Supraharmonic in Public Low Voltage Networks.», *IEEE, International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, Dresden, p.p. 108-113, 2015.
- [KON16] Konar, A.; Sidiropoulos, N. D., «Parametric Frugal Sensing for Autoregressive and Autoregressive Moving Average Power Spectra.», *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 64, n° 20, p.p. 5353-5366, 2016.
- [KOS10] Köse, Neslihan; Salor, Özgül; Leblebicioğlu, Kemal, «Interharmonics analysis of power signals with fundamental frequency deviation using Kalman filtering.», *Electric Power Systems Research*, vol. 80, n° 9, p.p. 1145-1153, 2010.

- [KRA04] Kral, C.; Habetler, T. G.; Harley, R. G., «Detection of mechanical imbalances of induction machines without spectral analysis of time-domain signals.», IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, n° 4, p.p. 1101-1106, 2004.
- [KWA12] Kwan, K. H.; So, P. L.; Chu, Y.C., «An output regulation-based unified power quality conditioner with Kalman filters.», IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, n° 11, p.p. 4248–4262, Nov. 2012.
- [LAN16] Langella, R.; Testa, A.; Meyer, J.; Möller, F.; Stiegler, R.; Djokic, S. Z., «Experimental-Based Evaluation of PV Inverter Harmonic and Interharmonic Distortion Due to Different Operating Conditions.», en IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 65, n° 10, p.p. 2221-2233, Oct. 2016.
- [LAR10] Larsson, E., Bollen, M., et al., «Measurement of high-frequency (2–150 kHz) distortion in low-voltage networks,» IEEE Trans. Power Deliv., vol. 25, n° 3, p.p. 1749–1757, Jul. 2010.
- [LAR13] Larsson, E., Bollen, M., «Towards a standardized measurement method for voltage and current distortion in the frequency range 2 to 150 kHz», 22nd International Conference on Electricity Distribution, CIRED Stockholm, Paper 1052, 2013
- [LAV96] Lavoie, P., «A High-Speed CMOS Implementation of the Winograd Fourier Transform Algorithm», IEEE Transactions on Signal Processing 44(8), p.p. 2121–2126, 1996.
- [LEE17] Lee, K.; Shen, G.; Yao, W.; Lu, Z., «Performance characterization of random pulse width modulation algorithms in industrial and commercial adjustable-speed drives.», IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, n° 2, p.p. 1078-1087, Apr. 2017.
- [LEO03] Leonowicz, Z.; Lobos, T.; Rezmer, J., «Advanced spectrum estimation methods for signal analysis in power electronics.», IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 50, n° 3, p.p. 514–519, Jun. 2003.
- [LEO16] Leon, J. I.; Kouro, S.; Franquelo, L. G.; Rodriguez, J.; Wu, B., «The essential role and the continuous evolution of modulation techniques for voltage-source inverters in the past, present, and future power electronics.», IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, n° 5, p.p. 2688-2701, 2016.
- [LIA12] Liang, Shun; Hu, Qiaohui; Lee, Wei-Jen, «A survey of harmonic emissions of a commercially operated wind farm», IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, n° 3, p.p. 1115-1123, 2012.
- [LIC11] Liccardo, F.; Marino, P.; Raimondo, G., «Robust and fast three-phase PLL tracking system.», IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, n° 1, p.p. 221–231, Jan. 2011.
- [LIM07] Limin, Xin; Weisheng, Xu; Youling, Yu, «A fast harmonic detection method based on recursive DFT.», Electronic Measurement and Instruments. ICEMI'07. 8th International Conference on. IEEE. p.p. 3-972, 2007.
- [LIM10] Lim, Young-Bin, et al., «Time varying harmonics estimation of power signal based on filter banks and adaptive filtering.», Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC). IEEE, p.p. 829-834, 2010.
- [LIN07] Lin, H. C., «Intelligent neural network-based fast power system harmonic detection.», IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, n° 1, p.p. 43–52, Feb. 2007.
- [LIN12a] Lin, Hsiung-Cheng; Liu, Liang-Yih., «DFT-based recursive group-harmonic energy distribution approach for power interharmonic identification», Computers and Mathematics with Applications, vol. 64, n° 5, p.p. 1128-1139, 2012.

- [LIN12b] Lin, H. C., «Power harmonics and interharmonics measurement using recursive group-harmonic power minimizing algorithm», IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, nº 2, p.p. 1184-1193, 2012.
- [LIN13a] Lin, Hsiung Cheng; Huang, Guo-Shing; Liu, Liang Yih, «Non-stationary harmonic tracking using piecewise-overlapped group-harmonic algorithm», Control Conference (ECC), 2013 European. IEEE. p.p. 3542-3547, 2013.
- [LIN13b] Lin, Hsiung Cheng, «Accurate harmonic/interharmonic estimation using DFT-based group-harmonics energy diffusion algorithm», Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, vol. 36, nº 4, p.p. 158-171, 2013.
- [LIU01] Liu, Y. Z., «A wavelet based model for on-line tracking of power system harmonics using Kalman filtering.», Power Engineering Society Summer Meeting. IEEE, 2001. p.p. 1237-1242, 2001.
- [LIU16] Liu, Yanchi; Wang, X.; Liu, Y.; Cui, S., «Resolution-enhanced harmonic and interharmonic measurement for power quality analysis in cyber-physical energy system.», Sensors, vol. 16, nº 7, p.p. 946, 2016.
- [LIU17] Liu, Yiqi; Bazzi, Ali M., «A review and comparison of fault detection and diagnosis methods for squirrel-cage induction motors: State of the art.», ISA transactions, vol. 70, p.p. 400-409, Sept. 2017.
- [LOB01] Lobos, T.; Rezmer, J.; Koglin, H.-J., «Analysis of power system transients using wavelets and Prony method.», Power Tech Proceedings, IEEE Porto, vol. 4, 2001.
- [LOM16] Lombard, C.; Rens, A. P. J., «Evaluation of system losses due to harmonics in medium voltage distribution networks.», en 2016 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON). IEEE, p.p. 1-6, 2016.
- [LOR96] Lorenzo, S.; Ruiz, J.M.; Martín, A., «Simulación, Control Digital y Diseño de Convertidores Electrónicos de Potencia mediante PC: Ámbito Universitario, Versión Limitada». LAB CDI, vol. I, Colección Ditrónica, Soporte CD-ROM, Universidad de Valladolid, 1996.
- [MAC06] Macias, Ja Rosendo; Exposito, A. Gomez, «Self-tuning of Kalman filters for harmonic computation.», IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 21, nº 1, p.p. 501-503, 2006.
- [MAN18] Manito, A.; Bezerra, U.; Tostes, M.; Matos, E.; Carvalho, C.; Soares, T., «Evaluating Harmonic Distortions on Grid Voltages Due to Multiple Nonlinear Loads Using Artificial Neural Networks.», Energies, vol. 11, nº 12, p.p. 3303, 2018.
- [MAO19] Maouche, Y.; Oumaamar, M. E. K.; Boucherma, M.; Khezzar, A.; Razik, H., «The Propagation Mechanism of Fault Signatures in Squirrel Cage Induction Motor Drives.», Journal of Electrical Engineering & Technology, vol. 14, nº 1, p.p. 121-133, 2019.
- [MAR04] Martínez Rodrigo, F., «Control de Aerogeneradores de Paso Fijo para Extraer la Máxima Potencia Eólica», Tesis Doctoral, Dpto. de Tecnología Electrónica. Universidad de Valladolid, 2004.
- [MAR06] Martínez, F.; Herrero, L., et al., «Control electrónico y simulación de motores de corriente alterna», Secretariado de Publicaciones e Intercambio Editorial, Universidad de Valladolid, 2006.
- [MAR13] Marzoughi, A.; Imaneini, H.; Moeini, A., «An optimal selective harmonic mitigation technique for high power converters.», International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 49, p.p. 34-39, 2013.

- [MAR16] Martínez Navarro, G., «Aportaciones a la mejora de los sistemas híbridos de generación y optimización de la calidad del suministro a partir de generadores mini eólicos. Aplicación a sistemas monofásicos.», Tesis Doctoral, 2016.
- [MAR79] Marple, Larry, «Spectral line analysis by Pisarenko and Prony methods.», Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP'79. IEEE. p.p. 159-161, 1979.
- [MAS12] Masi, A.; Butcher, M; Martino, M.; Picatoste, R., «An application of the extended Kalman filter for a sensorless stepper motor drive working with long cables.», IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, n° 11, p.p. 4217–4225, Nov. 2012.
- [MAT12] Matic, D.; Kulić, F.; et al., «Design of support vector machine classifier for broken bar detection.», en Control Applications (CCA), IEEE International Conference on. IEEE, p.p. 1670-1673, Oct. 2012.
- [MAT94] Mathew, George; Reddy, Vellenki U., «Development and analysis of a neural network approach to Pisarenko's harmonic retrieval method.», IEEE transactions on signal processing, vol. 42, n° 3, p.p. 663-667, 1994.
- [MAZ09] Mazloomzadeh, Ali; Mirsalim, M.; Fathi, H., «Harmonic and inter-harmonic measurement using discrete wavelet packet transform with linear optimization.», Industrial Electronics and Applications. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on. IEEE, 2009. p.p. 825-830, 2009.
- [MCG02] McGrath, B. P.; Holmes, D. G., «An analytical technique for the determination of spectral components of multilevel carrier-based PWM methods.», IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 49, n° 4, p.p. 847-857, 2002.
- [MER17] Merizalde, Yuri; Hernández-Callejo, Luis; Duque-Perez, Oscar., «State of the art and trends in the monitoring, detection and diagnosis of failures in electric induction motors.», Energies, vol. 10, n° 7, p.p. 1056, 2017.
- [MEY14] Meyer-Baese, U., «Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Arrays», Signals and Communication Technology, New York: Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, cap. 6, 2014.
- [MEY18] Meyer, J.; Khokhlov, V.; Klatt, M.; Blum, J.; Waniek, C.; Wohlfahrt, T.; Myrzik, J., «Overview and Classification of Interferences in the Frequency Range 2–150 kHz (Supraharmonics).», en 2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), IEEE, p.p. 165-170, Jun. 2018.
- [MOH95] Mohan, N.; Undeland and T., Robbins, W., «Power Electronics: Converters, Applications and Design», John Wiley and Sons, 1995.
- [MOJ10] Mojiri, Mohsen; Karimi-Ghartemani, Masoud; Bakhshai, Alireza, «Processing of harmonics and interharmonics using an adaptive notch filter.» IEEE transactions on power delivery, vol. 25, n° 2, p.p. 534-542, 2010.
- [MOR14] Moreira Monteiro, H.L.; Manso, L.R.; et al., «Comparison of interpolation methods in time and frequency domain for the estimation of harmonics and interharmonics according to IEC standard.», en 2014 IEEE 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), IEEE, p.p. 1-5, 2014.
- [MOR91] Mori, Hiroyuki; Suga, Shinji, «Power system harmonics prediction with an artificial neural network.», Circuits and Systems, IEEE International Symposium on. IEEE. p.p. 1129-1132, 1991.

- [MOS07] Mostafa, M. A., «Kalman filtering algorithm for electric power quality analysis: Harmonics and voltage sags problems.», Power Engineering. Large Engineering Systems Conference on. IEEE. p.p. 159-165, 2007.
- [NAN01] Nandi, S.; Toliyat, H. A., «Detection of Rotor Slot and Other Eccentricities Related Harmonics in a Three Phase Induction Motor with Different Rotor Cages», IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 16, nº 3, p.p. 253–260, 2001.
- [NAN05] Nandi, S.; Toliyat, H. A.; Li, X., «Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors—A review.», IEEE transactions on energy conversion, vol. 20, nº 4, p.p. 719-729, 2005.
- [NEA16] Neagu, Bogdan Constantin; Georgescu, Gheorghe; Ivanov, Ovidiu, «The impact of harmonic current flow on additional power losses in low voltage distribution networks.», en 2016 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE). IEEE, p.p. 719-722, 2016.
- [NEW93] Newland, David E., «Harmonic wavelet analysis.», Proc. Royal Society Lond. A. vol. 443, nº 1917, p.p. 203-225, 1993.
- [NGU11] Nguyen T.D.; Hobraiche J.; Patin N.; et al., «A direct digital technique implementation of general discontinuous pulse width modulation strategy.», IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, nº 9, p.p. 4445–4454, Sept. 2011.
- [NGU97] Nguyen, T. T., «Parametric harmonic analysis.», IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, vol. 144, nº 1, p.p. 21-25, 1997.
- [NIE19] Nie, Xiaohua, «Detection of Grid Voltage Fundamental and Harmonic Components Using Kalman Filter Based on Dynamic Tracking Model.», IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019.
- [NUS90] Nussbaumer, H., «Fast Fourier Transform and Convolution Algorithms», Springer, Heidelberg, 1990.
- [OLI19] Oliveira, W. R.; Anesio Filho, L. F.; Cormane, Jorge., «A contribution for the measuring process of harmonics and interharmonics in electrical power systems with photovoltaic sources.», International Journal of Electrical Power & Energy Systems,», vol. 104, p.p. 481-488, 2019.
- [OPP99] Oppenheim, A., Schafer, R., «Discrete-Time Signal Processing», 2da. Edición, Prentice Hall, ISBN: 0-13-754920-2, 1999.
- [ORC98] Orcajo, G. A.; Cabanas, M. F.; Melero, M. G., «Técnicas para el mantenimiento y diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas.», Ed. Marcombo, 1998.
- [ORU19] Oruganti, V. S. R. V.; Dhanikonda, V. S. S. S. S.; Paredes, H. K. M.; Simões, M. G., «Enhanced Dual-Spectrum Line Interpolated FFT with Four-Term Minimal Sidelobe Cosine Window for Real-Time Harmonic Estimation in Synchrophasor Smart-Grid Technology.», Electronics, vol. 8, nº 2, p.p. 191, 2019.
- [OSO92] Osowski, S., «Neural network for estimation of harmonic components in a power system.», IEE Proceedings C (Generation, Transmission and Distribution). IET Digital Library, vol. 139, nº 2, p.p. 129-135, 1992.
- [OTC19] Otcenasova, A.; Bolf, A.; Altus, J.; Regula, M., «The Influence of Power Quality Indices on Active Power Losses in a Local Distribution Grid.», Energies, vol. 12, nº 7, p.p. 1389, 2019.
- [PAN96] Panneerselvam, G., Graumann, P., Turner, L., «Implementation of Fast Fourier Transforms and Discrete Cosine Transforms in FPGAs», in Lecture Notes in Computer Science vol. 1142, p.p. 272–281, 1996.

- [PAO11] Paolini, E., Figueroa, J., «Procesamiento Digital de Señales» Dpto. de Ingeniería Eléctrica y Computadoras, Universidad Nacional del Sur, cap. 11, p.p. 21-51, 2011.
- [PAR17] Paramasivan, M.; Paulraj, M. M.; Balasubramanian, S., «Assorted carrier-variable frequency-random PWM scheme for voltage source inverter.», IET Power Electronics, vol. 10, n° 14, p.p. 1993-2001, 2017.
- [PAT15a] Patin, N., «Power Electronics Applied to Industrial Systems and Transports, Volume 1: Synthetic Methodology to Converters and Components Technology.», ISTE Press Ltd., London and Elsevier Ltd., Oxford, 2015.
- [PAT15b] Patin, N., «Power Electronics Applied to Industrial Systems and Transports, Volume 2: Power Converters and their Control.», ISTE Press Ltd., London and Elsevier Ltd., Oxford, 2015.
- [PEN18] Peng, W.; Qiao, M.; Jiang, C.; Zhang, Z., «Effect of Random Modulation Depth on Output Harmonic Spectrum.», en 2018 2nd IEEE Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC), IEEE, p.p. 2355-2359, 2018.
- [PER04] Perez-Alonso, M.; Duque-Perez, O.; Morinigo-Sotelo, D., «Characteristic faults in induction motors: stator faults (I).», Ingeniería y Gestión de Mantenimiento, vol. VII, n° 34, p.p.79-84, March/Apr. 2004.
- [PET17] Petrović, Predrag; Damljanović, Nada, «New procedure for harmonics estimation based on Hilbert transformation.», Electrical Engineering, vol. 99, n° 1, p.p. 313-323, Mar. 2017.
- [PHA99] Pham, V. L.; Wong, K. P., «Wavelet-transform-based algorithm for harmonic analysis of power system waveforms.», IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, vol. 146, n° 3, p.p. 249-254, 1999.
- [PIL13] Pilloni, A.; Pisano, A.; Riera-Guasp, M.; Puche-Panadero, R.; Pineda-Sanchez, M., «Fault detection in induction motors.», AC electric motors control: Advanced design techniques and applications, p.p. 275-309, Wiley Online Library, 2013.
- [PLA11] Platas-Garza, Miguel Angel; De La O Serna, José Antonio, «Dynamic harmonic analysis through Taylor–Fourier transform.», IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 60, n° 3, p.p. 804-813, 2011.
- [PRO07] Proakis, J., Manolakis, D., «Tratamiento Digital de Señales», 4a. Edición, Pearson Education, ISBN: 978-84-8322-347-5, 2007.
- [PUC09] Puche-Panadero, R.; Pineda-Sanchez, M.; Riera-Guasp, M.; et al., «Improved resolution of the MCSA method via Hilbert transform, enabling the diagnosis of rotor asymmetries at very low slip.», IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 24, n° 1, p.p. 52-59, 2009.
- [QIA07] Qian, H.; Zhao, R.; Chen, T., «Interharmonics Analysis Based on Interpolating Windowed FFT Algorithm», IEEE Transactions On Power Delivery, vol. 22, n° 2, p.p. 1064-1069, Apr. 2007.
- [QID18] Qi, D.; Wenbo, W.; Quan, G.; Long, Q.; Yun-yu, J., «Power system harmonic detection based on second-order synchrosqueezing wavelet transform.», International Journal of Power and Energy Systems, vol. 38, n° 4, p.p. 144-151, 2018.
- [RAB19] Rabehi, R.; Kouzou, A.; Saadi, S.; Hafaifa, A., «Parameters Selection Criteria of Prony Method for Accurate Harmonics and Inter-Harmonic Component Identification.», Electrotehnica, Electronica, Automatica, vol. 67, n° 1, p.p. 46-53, 2019.

- [RAB69] Rabiner, L.; Schafer, R. W.; Rader, C., «The chirp z-transform algorithm.», IEEE transactions on audio and electroacoustics, vol. 17, no 2, p.p. 86-92, 1969.
- [RAS11] Rashid, M., «Power Electronics Handbook», Elsevier, 2011.
- [RAV19] Ravindran, V.; Busatto, T.; Ronnberg, S. K.; Meyer, J.; Bollen, M., «Time-varying interharmonics in different types of grid-tied PV inverter systems.», IEEE Transactions on Power Delivery, 2019.
- [REA00] Real Decreto 1955/2000 de 1 de Diciembre, por el que se regulan las actividades de transporte, distribución, comercialización, suministro y procedimientos de autorización de instalaciones de energía eléctrica. Boletín Oficial del Estado, 27 de Diciembre de 2000.
- [REN10] Ren, J.; Kezunovic, M., «A wavelet method for power system frequency and harmonic estimation.», North American Power Symposium NAPS. IEEE, 2010. p.p. 1-6, 2010.
- [REY00] Rey Boué, A. B.; Ruiz G., J.M.; de Pablo G., S., «Control digital vectorial con sliding en fuente de corriente para convertidores CC/CA trifásicos conectados a red.», tesis doctoral, Universidad de Valladolid, 2000.
- [RIB09] Ribeiro, P. F. (edited by), «Time-Varying Waveform Distortions in Power Systems», preface, John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 978-0-470-71402-7, 2009.
- [ROM17] Romero-Troncoso, René; «Multirate Signal Processing to Improve FFT-based Analysis for Detecting Faults in Induction Motors.», IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 13, no 3, p.p. 1291-1300, Jun. 2017.
- [RON16] Rönnerberg, Sarah; Bollen, Math, «Power quality issues in the electric power system of the future.», The Electricity Journal, vol. 29, nº 10, p.p. 49-61, 2016.
- [RON17] Rönnerberg, S. K.; Bollen, M. H.; Amaris, H.; Chang, G. W.; Gu, I. Y.; et al., «On waveform distortion in the frequency range of 2 kHz–150 kHz—Review and research challenges.», Electric Power Systems Research, vol. 150, p.p. 1-10, 2017.
- [RON18] Rönnerberg, S. K.; Gil-De-Castro, A.; Medina-Gracia, R., «Supraharmonics in European and North American Low-Voltage Networks.», en 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe), IEEE, p.p. 1-6, 2018.
- [ROS05] De Rosa, F.; Langella, R.; Sollazzo, A.; Testa, A., «On the interharmonic components generated by adjustable speed drives.», IEEE transactions on power delivery, vol. 20, nº 4, p.p. 2535-2543, 2005.
- [ROY89] Roy, Richard; Kailath, Thomas, «ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques.», IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing, vol. 37, nº 7, p.p. 984-995, 1989.
- [RUI89] Ruiz González, J. M., Lorenzo Matilla, S., «Investigación y Desarrollo de Estructuras de Control Óptimo en Sistemas de Alimentación Ininterrumpida Monofásicos», tesis doctoral, Universidad de Valladolid, 1989.
- [SAD10] Sadinezhad, Iman; Agelidis, Vassilios G., «A new optimization technique to measure frequency and harmonics in power systems.», Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 14th International Conference on. IEEE, 2010. p.p. 1-8, 2010.
- [SAD12] Sadinezhad, I.; Agelidis, V. G., «Frequency adaptive least-squares- Kalman technique for real-time voltage envelope and flicker estimation.», IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, nº 8, p.p. 3330–3341, Aug. 2012.

- [SAL09] Salor, O. «Spectral correction-based method for interharmonics analysis of power signals with fundamental frequency deviation.», *Electric power systems research*, vol. 7, n° 79, p.p. 1025-1031, 2009.
- [SAN18] Sangwongwanich, A.; Yang, Y.; Sera, D.; Soltani, H.; Blaabjerg, F., «Analysis and modeling of interharmonics from grid-connected photovoltaic systems.», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 10, p.p. 8353-8364, 2018.
- [SCH86] Schmidt, Ralph., «Multiple emitter location and signal parameter estimation.» *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 34, n° 3, p.p. 276-280, 1986.
- [SED98] Sedláček, Miloš; Titěra, Michal, «Interpolations in frequency and time domains used in FFT spectrum analysis.», *Measurement*, vol. 23, n° 3, p.p. 185-193, 1998.
- [SHA18] Shadmehr, Houriyeh; Chiumeo, Riccardo; Belloni, Federico Riccardo, «Beyond FFT algorithm in analyzing harmonics at frequency range of 2 kHz to 500 kHz.», en *2018 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, IEEE, p.p. 1-6, 2018.
- [SHA73] Sharma, K. L. S.; Mahalanabis, A. K., «Harmonic analysis via Kalman filtering technique.», *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, n° 3, p.p. 391-392, 1973.
- [SHE95] Shepherd, W.; Hulley, L. N.; Liang, D.T., «Power electronics and motor control.», Cambridge University Press, 1995.
- [SIN16] Singh, S. K.; Sinha, N.; Goswami, A. K.; Sinha, N., «Several variants of Kalman Filter algorithm for power system harmonic estimation.», *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 78, p.p. 793-800, 2016.
- [SOL03] Soliman, S. A.; Alammari, R. A.; El-Hawary, M. E., «Frequency and harmonics evaluation in power networks using fuzzy regression technique.», *Electric Power Systems Research*, vol. 66, n° 2, p.p. 171-177, 2003.
- [SOL16] Soltani, H.; Blaabjerg, F.; Zare, F.; Loh, P. C., «Effects of passive components on the input current interharmonics of adjustable-speed drives.», *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, n° 1, p.p. 152-161, 2016.
- [SOL17] Soltani, H.; Davari, P.; Zare, F.; Loh, P. C.; Blaabjerg, F. «Characterization of input current interharmonics in adjustable speed drives.», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 11, p.p. 8632-8643, Nov. 2017.
- [SOL18] Soltani, H.; Davari, P.; Zare, F.; Blaabjerg, F., «Effects of modulation techniques on the input current interharmonics of adjustable speed drives.», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, n° 1, p.p. 167-178, Jan. 2018.
- [SPE18] Spertino, F.; Chicco, G.; Ciocia, A.; Malgaroli, G.; Mazza, A.; Russo, A. «Harmonic distortion and unbalance analysis in multi-inverter photovoltaic systems.», en *2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, IEEE, p.p. 1031-1036, 2018.
- [STA17] Stanisavljević, A. M., Katić, V. A., Dumnić, B. P., & Popadić, B. P. «Overview of voltage dips detection analysis methods.», en *2017 International Symposium on Power Electronics (Ee)*. IEEE, p.p. 1-6, 2017.
- [SUN08] Sun, S.Y.; Shu, H.; Dong, J.; Liu, Z., «Analysis of low frequency oscillation mode based on PMU and Prony method.», *IEEE Electric Power Conf. Canada*, p.p. 1-4, 2008.
- [SUN18] Sun, Y.; Liu, Q.; Cai, J.; Long, T., «A Novel Method for Designing General Window Functions with Flexible Spectral Characteristics.», *Sensors*, vol. 18, n° 9, p.p. 3081, Sept. 2018.

- [TAO10] Tao, C.; Shanxu, D.; Ting, R.; Fangrui, L., «A robust parametric method for power harmonic estimation based on M-estimators.», *Measurement*, vol. 43, n° 1, p.p. 67-77, 2010.
- [TAR04] Tarasiuk, Tomasz, «Hybrid wavelet-Fourier spectrum analysis.», *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, n° 3, p.p. 957-964, 2004.
- [TAR07] Tarasiuk, Tomasz «Hybrid wavelet–Fourier method for harmonics and harmonic subgroups measurement—Case study», *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, n° 1, p.p. 4-17, 2007.
- [TAR09] Tarasiuk, Tomasz, «Comparative study of various methods of DFT calculation in the wake of IEC Standard 61000-4-7», *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, n° 10, p.p. 3666-3677, 2009.
- [TAR09b] Tarasiuk, T., «A few remarks about assessment methods of electric power quality on ships—present state and further development», *Measurement*, vol. 42, no 8, p.p. 1153-1163, Elsevier, 2009.
- [TAR11] Tarasiuk, T., «Method, algorithm and device for estimation of components above the harmonic range up to 9 kHz,» *Measurement*, vol. 44, n° 1, p.p. 219–229, Jan. 2011.
- [TAR11a] Tarasiuk, Tomasz, «Estimator-analyzer of power quality: Part I—Methods and algorithms», *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*, vol. 44, n° 1, p.p. 238-247, 2011.
- [TAR11b] Tarasiuk, Tomasz; Szveda, Mariusz; Tarasiuk, Marcin. «Estimator–analyzer of power quality: Part II—Hardware and research results», *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*, vol. 44, n° 1, p.p. 248-258, 2011.
- [TAS19] Tasnim, Kazi Nishat; Hasan, Md Taamid; Reza, Md Shamim, «Empirical Mode Decomposition Based Prony's Method for Fundamental and Harmonics Analysis of Power System.», en *2019 International Conference on Electrical, Computer and Communication Engineering (ECCE)*, IEEE, p.p. 1-6, 2019.
- [TAV08] Tavner, P. J., «Review of condition monitoring of rotating electrical machines.», *IET Electric Power Applications*, vol. 2, p.p. 215-247, 2008.
- [TEM11] Temurtas, Hasan; Temurtas, Feyzullah, «An application of neural networks for harmonic coefficients and relative phase shifts detection.», *Expert Systems with Applications*, vol. 38, n° 4, p.p. 3446-3450, 2011.
- [TEN08] Tentzerakis, S.; Paraskevopoulou, N.; Papathanassiou, S.; Papadopoulos, P., «Measurement of wind farm harmonic emissions», *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, p.p. 1769-1775, 2008.
- [TES04] Testa, A., Gallo, D., Langella, R., «On the Processing of Harmonics and Interharmonics Using Hann Window in Standard Framework», *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, n° 1, p.p. 28-34, Jan. 2004.
- [TES05] Testa, A., Langella, R., «Power System Subharmonics», *IEEE Power Engineering Society General Meeting 2005*, 12-16 June, vol. 3, p.p. 2237-2242, Jun., 2005
- [TES07] Testa, A.; Akram, M.; Burch, R.; Carpinelli, G.; Chang, G.; et al., «Interharmonics: theory and modeling.», *IEEE transactions on power delivery*, vol. 22, n° 4, p.p. 2335-2348, 2007.
- [THA11] Thacker, T.; Boroyevich, D.; Burgos, R.; Wang, F., «Phase-locked loop noise reduction via phase detector implementation for single-phase systems.», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 6, p.p. 2482–2490, Jun. 2011.

- [THI19] Thirumala, Karthik; Umarikar, Amod C.; Jain, Trapti, «An improved adaptive filtering approach for power quality analysis of time-varying waveforms.», *Measurement*, vol. 131, p.p. 677-685, Jan. 2019.
- [THO19] Thomas, T., Michael, P.A., «Future power quality issues.», *International Journal of Engineering and Advanced Technology*, Volume 8, Issue 4, p.p. 1075-1080, Apr. 2019.
- [TIM09] *Time-Varying Waveform Distortions in Power Systems* Edited by Ribeiro, P., Wiley-IEEE Press eBook Chapters, ISBN-978-0-470-71402-7, 2009.
- [TRI11] Tripathy, P.; Srivastava, S. C.; Singh, S.N., «A modified TLS-ESPRIT based method for low-frequency mode identification in power systems utilizing synchrophasor measurements.», *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 26, n° 2, p.p. 719, 2011.
- [VAH13] Vahedi, H.; Kiapi, A. A.; Bina, M. T.; Al-Haddad, K., «Weighting method to identify interharmonics based on calculating the bandwidth in group-harmonics», *Journal of Power Electronics*, vol. 13, n° 1, p.p. 170-176, 2013.
- [VAL13] Valtierra-Rodriguez, M.; Osornio-Rios, R. A.; Garcia-Perez, A.; Romero-Troncoso, Rene de J., «FPGA-based neural network harmonic estimation for continuous monitoring of the power line in industrial applications», *Electric Power Systems Research*, vol. 98, p.p. 51-57, 2013.
- [VAL14] Valtierra-Rodriguez, M.; Romero Troncoso, Rene; Osornio, R.; García-Pérez, A., «Detection and Classification of Single and Combined Power Quality Disturbances Using Neural Networks.», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 5, p.p. 2473-2482, may 2014.
- [VAS98] Vas, Peter, «Sensorless Vector and Direct Torque Control», Ed. Oxford University Press, New York, 1998.
- [VIT05] Vite-Frias, J. Alberto; Romero-Troncoso, René de Jesús; Ordaz-Moreno, Alejandro, «VHDL core for 1024-point radix-4 FFT computation», *Proceedings of the 2005 International Conference on Reconfigurable Computing and FPGAs (ReConFig'05) on Reconfigurable Computing and FPGAs*. IEEE Computer Society, 2005.
- [WAG93] Wagner, V., Balda, J., et. al. «Effects of Harmonics on Equipment», *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, n° 2, p.p. 672-680, Apr. 1993.
- [WAN05] Wang, F. T.; Chang, S. H.; Lee, J. Y., «Hybrid wavelet-Hilbert-Huang spectrum analysis.», *Oceans 2005-Europe*. IEEE, vol. 2, p.p. 902-905, 2005.
- [WAN06] Wang, Dengwei; Lu, Yinghua, «The signal subspace decomposition method for extracting harmonic signal.», *Information Theory Workshop. ITW'06 Chengdu*. IEEE. IEEE, 2006. p.p. 714-717, 2006.
- [WEN14] Wen, H.; Guo, S.; Teng, Z., «Frequency estimation of distorted and noisy signals in power systems by FFT-based approach», *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 29, n° 2, p.p. 765-774, Mar. 2014.
- [WEN18] Wen, H.; Zhang, J.; Yao, W.; Tang, L., «FFT-based amplitude estimation of power distribution systems signal distorted by harmonics and noise.», *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 14, n° 4, p.p. 1447-1455, Apr. 2018.
- [WID90] Widrow, B.; Lehr, M. A., «30 years of adaptive neural networks: Perceptron, Madaline, and backpropagation.», *Proc. IEEE*, vol. 78, n° 9, p.p. 1415–1442, Sep. 1990.
- [WUB17] Wu B., Narimani, M., «High-Power converters and AC drives.», John Wiley & Sons, 2ª ed., 2017.

- [XIA10] Xiao, X. C.; Jiang, X. H.; Xie, S. Y.; et al., «A neural network model for power system inter-harmonics estimation.», *Bio-Inspired Computing: Theories and Applications (BIC-TA)*, 2010 IEEE Fifth International Conference on. IEEE. p.p. 756-760, 2010.
- [XIN14] Xin, Y., Aimin, Z., et al., «Research and design of digital power quality analysis system based on mixed radix FFT», *Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference July 28-30, 2014, Nanjing, China, Jul., 2014.*
- [XIO10] Xiong, Jiefeng; Wang, B.; Zhang, S., «Interharmonics analysis based on windowed interpolation and prony algorithm.», *Informatics in Control, Automation and Robotics (CAR)*, 2010 2nd International Asia Conference on. IEEE. p.p. 430-433, 2010.
- [XUB13] Xu, B.; Sun, L.; Xu, L.; Xu, G., «Improvement of the Hilbert Method via ESPRIT for Detecting Rotor Fault in Induction Motors at Low Slip», *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, n° 1, p.p. 225-233, March 2013.
- [XUE12] Xue, H.; Zhang, P., «Subspace-least mean square method for accurate harmonic and interharmonic measurement in power systems.», *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 27, n° 3, p.p. 1260–1267, Jul. 2012.
- [XUE16] Xue, H.; Wang, M.; Yang, R.; Zhang, Y., «Power System Frequency Estimation Method in the Presence of Harmonics.», *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 65, no 1, p.p. 56-69, 2016.
- [XUX16] Xu, X.; Collin, A. J.; Djokic, S. Z.; Langella, R.; Testa, A.; Meyer, J.; Yanchenko, S., «On the impact of operating modes and power supply conditions on the efficiency of power electronic devices.», *Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*, 2016 IEEE International Workshop on. IEEE, p.p. 1-6, Oct. 2016.
- [XUX17] Xu, X.; Collin, A. J.; Djokic, S.; Yanchenko, S.; Moller, F.; Meyer, J.; Testa, A., «Analysis and Modelling of Power-Dependent Harmonic Characteristics of Modern PE Devices in LV Networks.», *Transactions on Power Delivery*, vol. 32, no. 2, pp. 1014-1023, Apr. 2017.
- [XUX18] Xu, Xiao., «Harmonic modelling and characterisation of modern power electronic devices in low voltage networks.», *Tesis Doctoral, Universidad de Edimburgo*, 2018.
- [YOO98] Yoon, W. K.; Devaney, M. J., «Power Measurement Using the Wavelet Transform», *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, n° 5, p.p. 1205–1210, 1998.
- [YUJ09] Yu, Jianming; Yang, Liang, «Analysis of harmonic and inter-harmonic based on Hilbert-Huang Transform.», *Computational Intelligence and Software Engineering*, 2009. *CiSE 2009. International Conference on. IEEE.* p.p. 1-4, 2009.
- [ZAD10] Zadeh, Ramin Agha; Ghosh, Arindam; Ledwich, Gerard, «Combination of Kalman filter and least-error square techniques in power system.», *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, n° 4, p.p. 2868-2880, 2010.
- [ZHA08] Zhang, Q., Liu, H., et al., «A Precise and Adaptive Algorithm for Interharmonics Measurement Based on Iterative DFT», *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 23, n° 4, p.p. 1728–1735, Oct. 2008.
- [ZHA09] Zhang, Shi; Wang, Qun; Liu, Ruirui, «Power system harmonic analysis based on improved Hilbert-Huang transform.», *Electronic Measurement & Instruments*, 2009. *ICEMI'09. 9th International Conference on. IEEE.* p.p. 4-343 – 4-347, 2009.

- [ZHA14] Zhang, Huaiqing; Yu Chen, et al. «Sample data synchronization and harmonic analysis algorithm based on radial basis function interpolation», Hindawi Publishing Corporation, Mathematical Problems in Engineering, vol. 2014, Article ID 874945, <http://dx.doi.org/10.1155/2014/874945>
- [ZHO11] Zhou, F.; Huang, Z.; Zhao, C.; Wei, X.; Chen, D., «Time-domain quasi-synchronous sampling algorithm for harmonic analysis based on Newton's interpolation», IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 60, n° 8, p.p. 2804-2812, 2011.
- [ZHU07] Zhu, T. X., «Exact harmonics/interharmonics calculation using adaptive window width.», IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, n° 4, p.p. 2279-2288, 2007.
- [ZHU13] Zhu, H. Y.; Hu, J. T.; Gao, L.; Huang, H., «Practical aspects of broken rotor bars detection in PWM voltage-source-inverter-fed squirrel-cage induction motors.», Journal of Applied Mathematics, vol. 2013, 2013.
- [ZHU19] Zhuang, S.; Zhao, W.; Wang, R.; Wang, Q.; Huang, S., «New Measurement Algorithm for Supraharmonics Based on Multiple Measurement Vectors Model and Orthogonal Matching Pursuit.», IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 68, n° 6, p.p. 1671-1679, 2019.