



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**

UNIVERSIDAD DE VALLADOLID

ESCUELA DE INGENIERÍAS INDUSTRIALES

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

**Generación y análisis armónico de señales
sintéticas en inversores trifásicos de baja
potencia**

Autor:

Serrano Sanz, Alberto

Tutor:

Arranz Gimón, Ángel

Departamento Tecnología Electrónica

Valladolid, Junio, 2019





RESUMEN

En este trabajo se ha diseñado y analizado un sistema trifásico formado por tres partes en su conjunto, entradas generadoras de pulsos o “drivers”, un puente inversor trifásico y por último un motor de inducción en jaula de ardilla controlado mediante SPWM y SVPWM, empleando para ello la herramienta SIMULINK MATLAB.

Se ha realizado para ello varios modelos de simulación, dependiendo del tipo de modulación empleada y el estado del motor, sano o con barras rotas, generando diferentes ficheros destinados a simular ensayos reales en la búsqueda de una reducción de costes y mayor flexibilidad en contra de realizar ensayos de forma experimental.

Además, se han analizado las respuestas en frecuencia y se han calculado las diferentes tasas de distorsión que reflejan el contenido armónico de las tensiones fase – fase e intensidad de línea de alimentación del motor, con el fin de poder comparar los diferentes ensayos realizados.

ABSTRACT

In this work we have designed and analyzed a three-phase system consisting of three parts as a whole, pulse generating inputs or "drivers", a three-phase inverter bridge and finally a squirrel-cage induction motor controlled by PWM and SVPWM, using the SIMULINK MATLAB tool.

Several simulation models have been made for this purpose, depending on the type of modulation used and the state of the motor, healthy or with broken bars, generating different files to simulate real trials in the search for a cost reduction and greater flexibility against performing trials experimentally.

In addition, frequency responses have been analyzed and the different distortion rates have been calculated that reflect the harmonic content of the phase-phase voltages and current of the motor power line, in order to be able to compare the different tests carried out.

PALABRAS CLAVE

Armónico Inversor Motor Modulación Frecuencia

KEYWORDS

Harmonic Inverter Motor Modulation Frequency



AGRADECIMIENTOS

Me gustaría detenerme brevemente para mencionar y agradecer el apoyo recibido por todas aquellas personas que se han esforzado a la hora de prestarme su ayuda y tiempo en esta etapa.

En primer lugar, he de mencionar al tutor de este trabajo, Ángel Eugenio Arranz Gimón, quien me ha ayudado durante todo el proceso de realización, así como a José Andrés Serrano Sanz, quien ha contribuido en ciertos momentos del desarrollo de este.

De la misma forma he de agradecer a todos aquellos profesores de la Universidad de Valladolid con los que he tenido el placer de coincidir a lo largo de mi etapa universitaria, quienes me han aportado sus conocimientos a la hora de formarme como ingeniero.

También he de recordar en este espacio a mis familiares más cercanos, concretamente a mis padres quienes me han formado como persona a lo largo de toda mi vida.

Por último, me gustaría mencionar a aquellos amigos más cercanos, así como aquellos compañeros o amigos conocidos en las aulas de la universidad, con quienes he compartido los mejores momentos de este periodo académico.





1 INDICE:

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS.	- 1 -
2. ASPECTOS DE IMPORTANCIA EN CONVERTIDORES CC/CA.	- 2 -
2.1. Introducción.	- 2 -
2.2. Semiconductores de potencia.	- 3 -
2.2.1. Introducción.	- 3 -
2.2.2. IGBT.	- 5 -
2.3. Clasificación convertidores CC/CA.	- 12 -
2.3.1. Introducción.	- 12 -
2.3.2. Función existencial.	- 12 -
2.3.3. Clasificación inversores conmutados.	- 13 -
2.3.4. Inversores trifásicos.	- 16 -
2.4. Modulación PWM.	- 20 -
2.4.1. Introducción	- 20 -
2.4.2. Modulación basada en portadora.	- 21 -
2.4.3. Modulación basada en vectores espaciales.	- 25 -
3. MOTORES DE INDUCCIÓN.	- 28 -
3.1. Introducción.	- 28 -
3.2. Funcionamiento.	- 28 -
3.2.1 Aspectos Constructivos	- 28 -
3.2.2 Principio de funcionamiento	- 30 -
3.3. Fallos y mantenimiento en motores de inducción.	- 32 -
3.3.1 Fallos comunes en motores de inducción.	- 32 -
3.3.2 Detección de fallos por barras rotas en motores de inducción.	- 33 -
3.3.3 Mantenimiento	- 36 -
4. TRATAMIENTO DE SEÑALES ELECTRICAS.	- 37 -
4.1. Introducción.	- 37 -
4.2. Armónicos e interarmónicos.	- 38 -
4.2.1. Armónicos.	- 38 -
4.2.2. Interarmónicos.	- 42 -
4.3. Análisis espectral.	- 44 -
4.3.1. Introducción.	- 44 -
4.3.2. Transformada de Fourier.....	- 44 -
4.3.3. Ventana de medida.	- 45 -



4.3.4.	Resolución espectral	- 46 -
4.3.5.	Tasa de distorsión armónica total.....	- 47 -
4.4.	Tasas de distorsión.....	- 48 -
4.4.1.	Introducción.....	- 48 -
4.4.2.	Tasa de distorsión armónica (THD_LF)	- 49 -
4.4.3.	Tasa de distorsión interarmónica Low Freq (TIHD_LF)	- 50 -
4.4.4.	Tasa de distorsión armónicas e interarmónicas Low Freq (THIHD_LF) -	51 -
4.4.5.	Tasa de distorsión armónicas e interarmónicas High Freq (THIHD_HF). -	51 -
	-	
4.4.6.	Tasa de distorsión armónicas e interarmónicas total (THIHD_LF_HF) .-	52 -
5.	SIMULACION Y RESULTADOS	- 53 -
5.1.	Introducción.	- 53 -
5.2.	Modelo de simulación.....	- 54 -
5.2.1.	Introducción.....	- 54 -
5.2.2.	Etapas de control.....	- 55 -
5.2.3.	Inversor trifásico.	- 56 -
5.2.4.	Carga	- 60 -
5.3.	Análisis de señales.....	- 64 -
5.3.1.	Extracción de datos.....	- 64 -
5.3.2.	Análisis motor sano.....	- 66 -
5.3.3.	Análisis motor roto.....	- 87 -
5.4.	Comparación de motor sano y motor roto.	- 94 -
5.5.	Conclusiones.....	- 108 -
6.	BIBLIOGRAFÍA	- 110 -
7.	ANEXOS.....	- 112 -
7.1.	Inversor_SPWM_Motor_sano.slx.....	- 112 -
7.2.	Inversor_SPWM_Motor_roto.slx.....	- 113 -
7.3.	Inversor_SVPWM_Motor_sano.slx.....	- 114 -
7.4.	Inversor_SVPWM_Motor_roto.slx	- 115 -





Índice de figuras:

Figura 2.1: Diagrama de conversión energética.	- 2 -
Figura 2.2: Funcionamiento de un inversor.	- 2 -
Figura 2.3: Característica Tensión-Corriente	- 4 -
Figura 2.4: Distribución semiconductores según característica frecuencia-potencia	- 4 -
Figura 2.5: Símbolo de un IGBT.....	- 5 -
Figura 2.6: Estructura de un IGBT.	- 6 -
Figura 2.7: Estructura de un IGBT incluyendo transistores.	- 6 -
Figura 2.8: Circuito equivalente del IGBT.....	- 7 -
Figura 2.9: Característica V-I de un IGBT.	- 7 -
Figura 2.10: Característica V _{gs} -I del IGBT.	- 8 -
Figura 2.11: Punto de trabajo del IGBT.....	- 8 -
Figura 2.12: Circuito de polarización y tiempos de conmutación del IGBT.	- 9 -
Figura 2.13: Potencia disipada durante las conmutaciones a ON y OFF.	- 10 -
Figura 2.14: Función existencial de un polo aislado.	- 13 -
Figura 2.15: Esquema de un VSI.....	- 13 -
Figura 2.16: Esquema de un CSI.....	- 13 -
Figura 2.17: Esquema de un DC Link variable	- 14 -
Figura 2.18: Esquema inversor en semipunto.	- 14 -
Figura 2.19: Esquema inversor en puente.	- 15 -
Figura 2.20: Esquema inversor Push-Pull.....	- 15 -
Figura 2.21: Esquema inversor monofásico.....	- 16 -
Figura 2.22: Esquema inversor trifásico.....	- 16 -
Figura 2.23: Tensiones de salida de un inversor trifásico.....	- 17 -
Figura 2.24: Inversor trifásico a partir de las tensiones de fase.	- 19 -
Figura 2.25: Inversor trifásico a partir de las tensiones de línea.	- 19 -
Figura 2.26: Amplitud del fundamental de la tensión de salida en función de m _a	- 23 -
Figura 2.27: Estados del inversor CC/CA [9, pp.15].	- 25 -
Figura 2.28: Hexágono de tensiones [14].	- 26 -
Figura 3.1: Estátor de una máquina asíncrona	- 29 -
Figura 3.2: Partes de un motor de inducción.....	- 30 -
Figura 4.1: Esquema carga no lineales.....	- 39 -
Figura 4.2: Filtro pasivo.....	- 41 -
Figura 4.3: Compensador activo de armónicos.	- 41 -
Figura 4.4: N ^o de interarmónicos entre dos armónicos.....	- 50 -
Figura 5.1: Modelo inversor trifásico con control SPWM y motor sano.	- 54 -
Figura 5.2: Control SPWM.....	- 55 -
Figura 5.3: Control SVPWM	- 56 -
Figura 5.4: Inversor trifásico en puente.....	- 56 -
Figura 5.5: Tensión a la salida del inversor con modulación SPWM.	- 57 -
Figura 5.6: Corriente a la salida del inversor con modulación SPWM.....	- 58 -
Figura 5.7: Tensión a la salida del inversor con modulación SVPWM.	- 59 -
Figura 5.8: Corriente a la salida del inversor con modulación SVPWM.....	- 59 -
Figura 5.9: Bloque Motor Asíncrono.....	- 60 -
Figura 5.10: Modelo barras rotas.	- 61 -



Figura 5.11:Configuración señal en el workspace.....	- 64 -
Figura 5.12:Espectro armónico parte baja de tensión SPWM.	- 70 -
Figura 5.13:Espectro armónico total de tensión SPWM.	- 70 -
Figura 5.14:Espectro armónico parte baja de corriente SPWM.	- 71 -
Figura 5.15:Espectro armónico total de corriente SPWM.	- 71 -
Figura 5.16:Espectro armónico parte baja de tensión SVPWM.	- 72 -
Figura 5.17:Espectro armónico total de tensión SVPWM.....	- 72 -
Figura 5.18:Espectro armónico parte baja de corriente SVPWM.	- 73 -
Figura 5.19:Espectro armónico total de corriente SVPWM.	- 73 -
Figura 5.20:Espectro armónico parte baja de tensión SPWM.	- 90 -
Figura 5.21:Espectro armónico total de tensión SPWM.	- 90 -
Figura 5.22:Espectro armónico parte baja de corriente SPWM.	- 91 -
Figura 5.23:Espectro armónico total de corriente SPWM.	- 91 -
Figura 5.24:Espectro armónico parte baja de tensión SVPWM.....	- 92 -
Figura 5.25:Espectro armónico total de tensión SVPWM.....	- 92 -
Figura 5.26:Espectro armónico parte baja de corriente SVPWM.	- 93 -
Figura 5.27:Espectro armónico total de corriente SVPWM.	- 93 -
Figura 5.28:Espectro armónico de tensión motor sano.....	- 94 -
Figura 5.29:Espectro armónico de tensión motor roto (Rb=2).	- 95 -
Figura 5.30:Espectro armónico de tensión motor roto (Rb=3).	- 95 -
Figura 5.31:Espectro armónico de corriente motor sano.	- 96 -
Figura 5.32:Espectro armónico de corriente motor roto (Rb=2).	- 96 -
Figura 5.33:Espectro armónico de corriente motor roto (Rb=3).	- 97 -



Índice de ecuaciones:

Ecuación 2.1:Corriente del drenador.....	- 9 -
Ecuación 2.2:Potencia instantánea.....	- 10 -
Ecuación 2.3:Potencia media.....	- 10 -
Ecuación 2.4:Disipación de potencia al encendido.....	- 11 -
Ecuación 2.5:Disipación de potencia al apagado.....	- 11 -
Ecuación 2.6:Potencia disipada de conmutación.....	- 11 -
Ecuación 2.7:Potencia disipada total.....	- 11 -
Ecuación 2.8:Función existencial polo aislado.....	- 12 -
Ecuación 2.9:Función existencial conjunto de polos.....	- 12 -
Ecuación 2.10:Funciones existenciales polos de potencia pulso único por semiciclo. ..	- 17 -
Ecuación 2.11:Tensiones de fase pulso único por semiciclo.....	- 18 -
Ecuación 2.12:Tensiones de línea pulso único por semiciclo.....	- 18 -
Ecuación 2.13:Tensiones de fase de salida pulso único por semiciclo.....	- 18 -
Ecuación 2.14::Funciones existenciales polos de potencia pulso múltiple por semiciclo. ...	19 -
Ecuación 2.15:Tensiones de fase pulso múltiple por semiciclo.....	- 19 -
Ecuación 2.16:Tensiones de línea pulso múltiple por semiciclo.....	- 19 -
Ecuación 2.17:Ciclo de trabajo.....	- 20 -
Ecuación 2.18:Señales moduladoras.....	- 21 -
Ecuación 2.19:Indice de modulación de amplitud.....	- 22 -
Ecuación 2.20:Amplitud del fundamental de la tensión de salida.....	- 22 -
Ecuación 2.21: Limitación de la amplitud de la tensión máxima de salida.....	- 22 -
Ecuación 2.22:Indice de modulación de frecuencia.....	- 23 -
Ecuación 2.23:Tension de línea a la salida del inversor con modulación PWM.....	- 24 -
Ecuación 2.24:Tension de línea eficaz a la salida del inversor con modulación PWM.....	- 24 -
Ecuación 3.1:Velocidad de sincronismo.....	- 30 -
Ecuación 3.2:Deslizamiento del motor de inducción.....	- 31 -
Ecuación 3.3:f.e.m. inducida en el estátor.....	- 31 -
Ecuación 3.4:Frecuencia bandas laterales.....	- 34 -
Ecuación 3.5:Factor de severidad.....	- 34 -
Ecuación 3.6: Distorsión de la corriente en el plano α - β	- 34 -
Ecuación 3.7:Frecuencia componentes vector corriente.....	- 34 -
Ecuación 3.8:Factor de severidad para método del plano α - β	- 35 -
Ecuación 3.9:Potencia activa instantánea.....	- 35 -
Ecuación 3.10:Frecuencia componentes método potencia activa.....	- 35 -
Ecuación 3.11:Factor de severidad método potencia activa.....	- 35 -
Ecuación 4.1:Frecuencias armónicas.....	- 38 -
Ecuación 4.2:Frecuencia de separación.....	- 46 -
Ecuación 4.3:Ancho de ventana.....	- 46 -
Ecuación 4.4:Tasa de distorsión armónica.....	- 47 -
Ecuación 4.5:Tasa de distorsión armónica Low.Freq.....	- 49 -
Ecuación 4.6:Tasa de distorsión interarmónica Low Freq.....	- 50 -
Ecuación 4.7:Tasa de distorsión armónicas e interarmónicas Low Freq.....	- 51 -
Ecuación 4.8:Relacion entre tasas de baja frecuencia.....	- 51 -



Ecuación 4.9:Tasa de distorsión armónicas e interarmónicas High Freq.....- 51 -
Ecuación 4.10:Tasa de distorsión armónica e interarmónica total.....- 52 -
Ecuación 4.11:Relacion entre tasas de armónicas e interarmónicas.....- 52 -
Ecuación 5.1:Tension de salida del inversor al emplear modulación SPWM.....- 57 -
Ecuación 5.2:Tension de salida del inversor al emplear modulación SVPWM.- 58 -
Ecuación 5.3:Frecuencia de aparición de bandas laterales en fallo por barras rotas...- 62 -
Ecuación 5.4:Igualdad tasas de la parte baja- 80 -
Ecuación 5.5:Relacion entre tasas de armónicas e interarmónicas.....- 85 -

Índice de tablas:

Tabla 2.1:Estados relacionados vectores del hexágono de tensiones [9].....- 26 -
Tabla 4.1:Componentes espectrales de una forma de onda.- 42 -
Tabla 4.2:Parametros análisis espectral.....- 49 -
Tabla 5.1: Variables empleadas en las simulaciones.- 53 -
Tabla 5.2:Parámetros motor empleado- 60 -
Tabla 5.3:Bandas laterales motor roto.....- 62 -
Tabla 5.4:Campos estructura FFTDATA.....- 65 -
Tabla 5.5:Nomenclatura de resultados- 67 -
Tabla 5.6:Resultados motor sano.....- 69 -
Tabla 5.7:Resultados motor roto- 89 -



Índice de graficas:

Gráfica 5.1:THDV Motor sano f.conm=4KHZ	- 74 -
Gráfica 5.2::THDV Motor sano f.conm=6KHZ	- 74 -
Gráfica 5.3:THDI Motor sano f.conm=4KHZ.....	- 75 -
Gráfica 5.4:THDI Motor sano f.conm=6KHZ.....	- 75 -
Gráfica 5.5:TIHDV_LF Motor sano f.conm=4KHZ.....	- 76 -
Gráfica 5.6:TIHDV_LF Motor sano f.conm=6KHZ.....	- 77 -
Gráfica 5.7:TIHDI_LF Motor sano f.conm=4KHZ	- 77 -
Gráfica 5.8:TIHDI_LF Motor sano f.conm=6KHZ	- 78 -
Gráfica 5.9:THIHDV_LF Motor sano f.conm=4KHZ	- 79 -
Gráfica 5.10:THIHDV_LF Motor sano f.conm=6KHZ	- 79 -
Gráfica 5.11:THIHDI_LF Motor sano f.conm=4KHZ.....	- 80 -
Gráfica 5.12:THIHDI_LF Motor sano f.conm=6KHZ.....	- 80 -
Gráfica 5.13:THIHDV_HF Motor sano f.conm=4KHZ.....	- 81 -
Gráfica 5.14:THIHDV_HF Motor sano f.conm=6KHZ.....	- 82 -
Gráfica 5.15:THIHDI_HF Motor sano f.conm=4KHZ.....	- 82 -
Gráfica 5.16:THIHDI_HF Motor sano f.conm=6KHZ.....	- 83 -
Gráfica 5.17:THIHDV_LF_HF Motor sano f.conm=4KHZ	- 84 -
Gráfica 5.18:THIHDV_LF_HF Motor sano f.conm=6KHZ	- 84 -
Gráfica 5.19:THIHDI_LF_HF Motor sano f.conm=4KHZ	- 85 -
Gráfica 5.20:THIHDI_LF_HF Motor sano f.conm=6KHZ	- 86 -
Gráfica 5.21:THDI_LF Comparación 4KHz carga baja.....	- 98 -
Gráfica 5.22:THDI_LF Comparación 4KHz carga alta.	- 98 -
Gráfica 5.23:THDI_LF Comparación 6KHz carga alta.	- 99 -
Gráfica 5.24:TIHDI_LF Comparación 4KHz carga alta.	- 100 -
Gráfica 5.25:TIHDI_LF Comparación 6KHz carga alta.	- 100 -
Gráfica 5.26:THIHDI_LF Comparación 4KHz carga baja.	- 101 -
Gráfica 5.27:THIHDI_LF Comparación 4KHz carga alta.	- 102 -
Gráfica 5.28:THIHDI_LF Comparación 6KHz carga baja.	- 102 -
Gráfica 5.29:THIHDI_LF Comparación 6KHz carga alta.	- 103 -
Gráfica 5.30:THIHDI_HF Comparación 4KHz carga alta.	- 104 -
Gráfica 5.31:THIHDI_HF Comparación 6KHz carga alta.	- 104 -
Gráfica 5.32:THIHDI_LF_HF Comparación 4KHz carga alta.....	- 106 -
Gráfica 5.33:THIHDI_LF_HF Comparación 6KHz carga alta.....	- 106 -



1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS.

El objetivo de este trabajo es el de diseñar, simular y analizar el contenido armónico en inversores trifásicos de baja potencia, empleando para ello la herramienta de simulación SIMULINK, integrada dentro del software Matlab.

Para lograrlo realizaremos un estudio de los inversores CC/CA, viendo las principales funcionalidades, centrándonos en analizar y estudiar los inversores trifásicos, los cuales emplearemos en el proyecto.

Tras esto, el siguiente paso es realizar un estudio sobre el control PWM realizado sobre el inversor. Dentro de este, veremos algunas de las técnicas más empleadas en la actualidad, como puede ser el PWM sinusoidal (SPWM) y PWM espacio-vectorial (SVPWM).

En lo referente al motor de inducción empleado como carga al que alimenta el inversor, realizaremos un estudio de los diferentes modelos existentes y diferentes formas de implementar en el modelo de simulación. Además, buscaremos la información pertinente para poder modelizar un motor de jaula de ardilla el cual presente diversos fallos, como pueden ser la excentricidad, fallo por barras rotas... lo cual puede ser interesante a la hora de analizar la respuesta armónica del sistema.

Para poder realizar estos modelos y ver las respuestas en las simulaciones será necesario una familiarización con la herramienta SIMULINK, haciendo especial uso de los modelos disponibles en la librería Simscape Power System.

Crearemos diversos modelos dependiendo de los drivers o generación de impulsos y dependiendo del modelo motor empleado y analizaremos el contenido armónico de las salidas de intensidad de línea y de la tensión fase-neutro, obteniendo diagramas frecuenciales de los armónicos detallados de la parte baja (fundamental, tercer, quinto... armónico).

También se busca realizar un análisis de la tasa de distorsión totales de todo el espectro armónico (THDs) para poder comprobar como varían según la carga del motor, frecuencia de salida del variador, tipo de control-modulación y según el estado del motor (sano o con defecto de barras rotas).

2. ASPECTOS DE IMPORTANCIA EN CONVERTIDORES CC/CA.

2.1. Introducción.

Los convertidores CC/CA, también denominados inversores, tienen como función la transformación de tensión DC a tensión AC de amplitud y frecuencia controlable.

Para ello es necesario el empleo de un puente inversor (monofásico o trifásico dependiendo del caso) el cual es controlado mediante alguna de las técnicas de modulación que veremos más adelante.

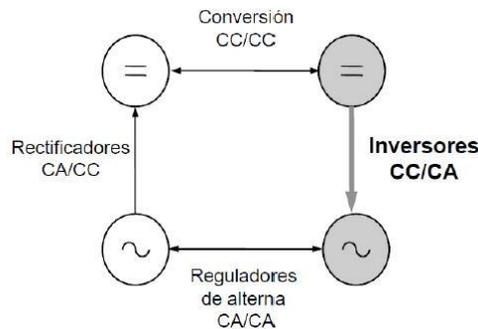


Figura 2.1: Diagrama de conversión energética.

Conviene nombrar la existencia de los llamados inversores conmutados, los cuales permiten un flujo de energía en ambos sentidos, por lo que puede funcionar tanto como inversor como rectificador. Es decir, es capaz de trabajar en los cuatro cuadrantes como puede verse en la Figura 2.1.

En aquellas ocasiones en las que la energía fluye del lado de corriente continua al lado de corriente alterna, el convertidor trabajará como un inversor, mientras que en las ocasiones en las que el flujo de energía sea en sentido contrario, es decir, del lado AC, al lado CC, trabajará como un rectificador, lo cual será un aspecto de gran importancia en la alimentación de motores de inducción debido al empleo del frenado regenerativo.

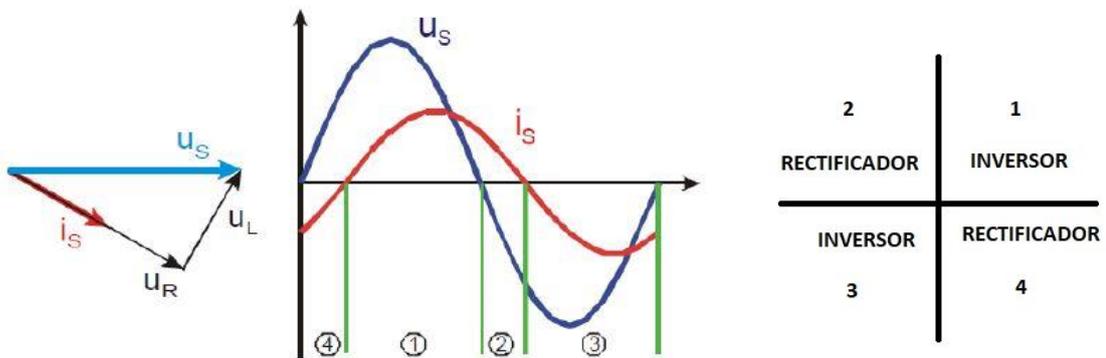


Figura 2.2: Funcionamiento de un inversor.



Cuadrante 1 -> Tensión $U_S > 0$, Intensidad $I_S > 0$: Potencia absorbida > 0 : Inversor.

Cuadrante 2 -> Tensión $U_S < 0$, Intensidad $I_S > 0$: Potencia absorbida < 0 : Rectificador.

Cuadrante 3 -> Tensión $U_S < 0$, Intensidad $I_S < 0$: Potencia absorbida > 0 : Inversor.

Cuadrante 4 -> Tensión $U_S > 0$, Intensidad $I_S < 0$: Potencia absorbida < 0 : Rectificador.

2.2. Semiconductores de potencia.

2.2.1. Introducción.

Los semiconductores de potencia son unos dispositivos los cuales pueden ser utilizados como interruptores gracias al hecho de que pueden encontrarse en 2 posibles estados: conducción y no conducción.

Son objeto de estudio en el proyecto debido a que estos semiconductores de potencia son el elemento principal de los inversores CC/CA, los cuales veremos más adelante.

Los tres parámetros a tener en cuenta a la hora de estudiar estos semiconductores de potencia son la máxima corriente en estado de conducción, la máxima tensión a bloquear en estado de no conducción y la frecuencia de conmutación.

De los semiconductores a estudiar hay que señalar que los diodos y tiristores son empleados principalmente en los rectificadores. En el ámbito de inversores, que es lo que nos corresponde en este caso, los semiconductores empleados en su mayoría son los IGBT, aunque para el caso de aplicaciones de baja potencia los semiconductores recomendados son los MOSFET. En casos de potencia elevada, los semiconductores GTO son los empleados.

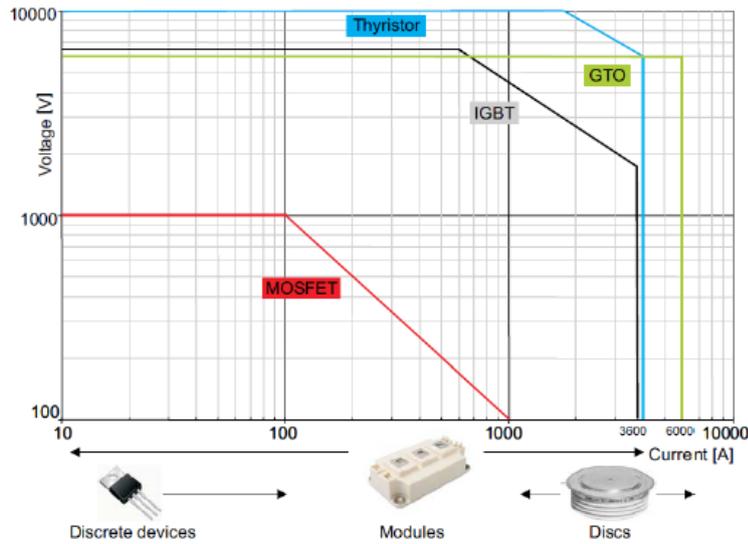


Figura 2.3: Característica Tensión-Corriente

A la hora de ver las frecuencias de conmutación de los semiconductores hay que indicar que se trata de una relación inversamente proporcional respecto a la potencia empleada. Es decir, aquellos semiconductores de gran potencia conmutarán a frecuencias bajas, mientras que los semiconductores de baja potencia lo harán en altas frecuencias.

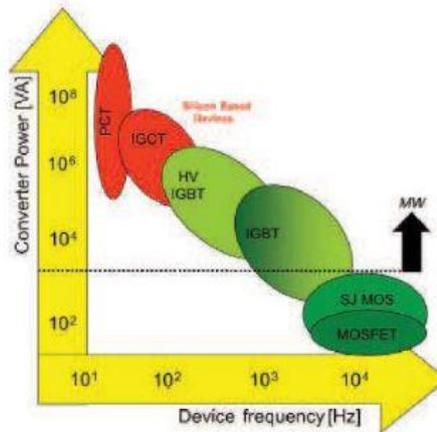


Figura 2.4: Distribución semiconductores según característica frecuencia-potencia

En el proyecto los semiconductores empleados serán los IGBT, por lo tanto, en los apartados siguientes se procederá a realizar un estudio sobre dichos semiconductores de potencia.



2.2.2. IGBT.

Denominado originariamente Insulated Gated Bipolar Transistor (IGBT) o transistor bipolar de puerta aislada, el cual ha pasado a ser el semiconductor más empleado a la hora de realizar los convertidores CC/CA, a pesar de ser el semiconductor con la más reciente aparición [9].

Cada IGBT consta de 4 terminales roscados, dos de ellos (los más grandes) serán los destinados a la potencia, mientras que los dos más pequeños serán los terminales de control.

a) Estructura:

En lo referente a los terminales de los que hablaba anteriormente, los de potencia reciben el nombre de emisor y colector (en ocasiones también pueden ser llamados drenador o surtidor), mientras que el terminal de control se denomina puerta.

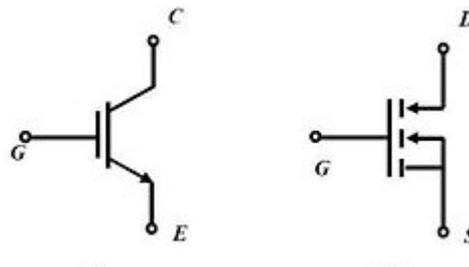


Figura 2.5: Símbolo de un IGBT

Tal y como se ve en la Figura 2.6. la estructura interna del IGBT es la siguiente. El terminal de la puerta se encuentra aislada del resto del semiconductor, por lo tanto, no circulará corriente a través de este terminal en los instantes de estado estacionario. Siguiendo con la estructura el drenador está conectado a una capa P, seguida de dos capas N.

A continuación, hay una capa P, la cual está en contacto tanto con el aislante de la puerta como con el terminal surtidor. Para conectar el surtidor con el aislante de la puerta, el IGBT cuenta con 2 capas N+.

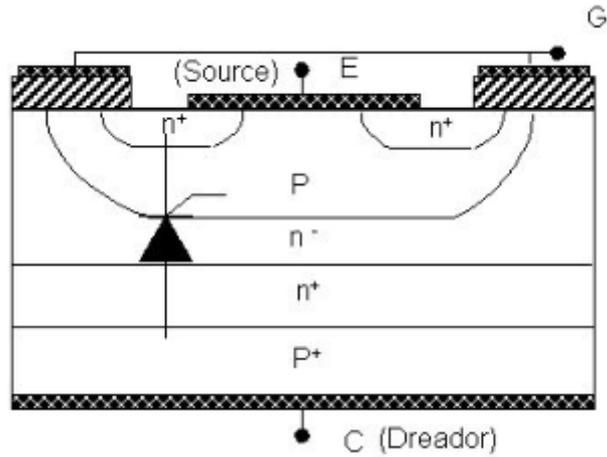


Figura 2.6: Estructura de un IGBT.

Para poder analizar su funcionamiento, se debe de entender la estructura de este como un MOSFET, un transistor PNP y un transistor NPN como se aprecia en la Figura 2.7.

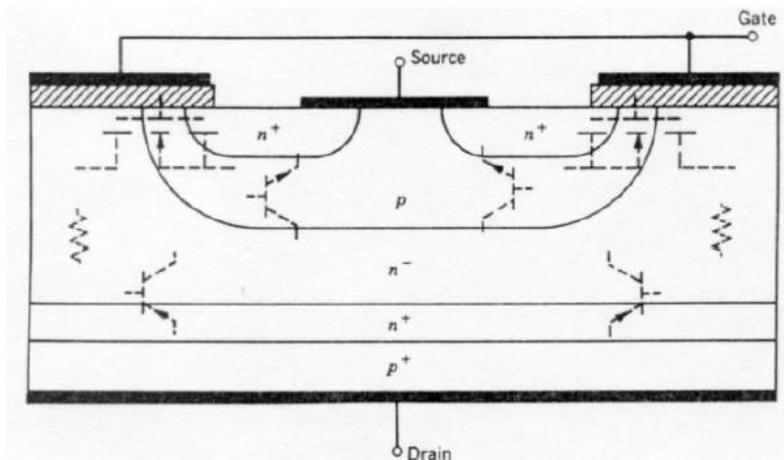


Figura 2.7: Estructura de un IGBT incluyendo transistores.

Por ello, a partir del MOSFET y del transistor PNP se puede obtener el circuito equivalente que puede verse en la Figura 2.8.

El MOSFET es de tipo incremental de canal N, la puerta coincidirá con el terminal del IGBT, la fuente es la capa N intermedia unida al drenador del MOSFET, y el colector es la capa P del IGBT unida al surtidor del IGBT.

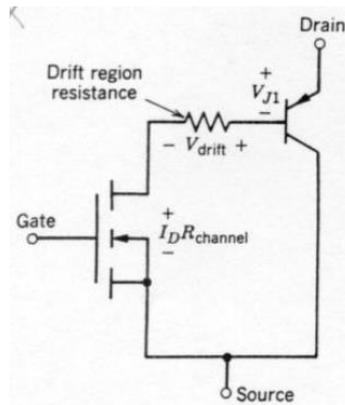


Figura 2.8: Circuito equivalente del IGBT.

El funcionamiento del IGBT se basa en que el MOSFET controla la corriente de base del transistor PNP. La corriente principal del IGBT circula por el transistor bipolar PNP.

b) Estado estacionario.

Para conseguir que el IGBT entre en estado de conducción, se deberá de aplicar una tensión V_{GS} (Tensión puerta-fuente) lo suficientemente elevada para que aparezca una corriente de drenador i_D .

En la Figura 2.9. puede observarse la característica $V - I$ de salida del IGBT, donde se representa la corriente de drenador i_D , en función de la tensión drenador-surtido V_{DS} , considerando la tensión puerta-fuente V_{GS} como parámetro.

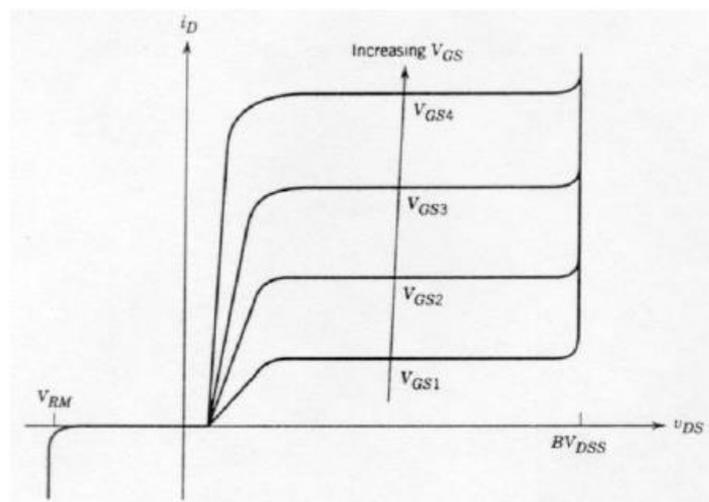


Figura 2.9: Característica V-I de un IGBT.

Según se aprecia, la corriente i_D permanece constante en la mayor parte del rango en el que aumenta la tensión V_{DS} , mientras que esta sí que aumenta cuando también lo hace la tensión V_{GS} .



Otra curva característica es la que representa la corriente i_D en función de la tensión V_{GS} para un valor de V_{DS} constante, lo cual se traduce en la zona en la que la corriente permanece aproximadamente constante.

Esta curva puede observarse en la Figura 2.10. en la que se aprecia que la corriente es nula cuando la tensión V_{GS} es menor que la tensión umbral $V_{GS(th)}$, el cual se corresponde con la tensión umbral del MOSFET.

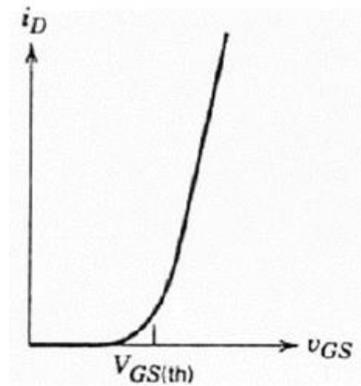


Figura 2.10: Característica Vgs-I del IGBT.

El punto de trabajo en estado permanente del IGBT se calcula mediante la intersección de la recta de carga y la curva de tensión puerta - fuente V_{GS} constante.

Lo más habitual suele ser que el IGBT trabaje en conmutación entre los estados de conducción y de corte.

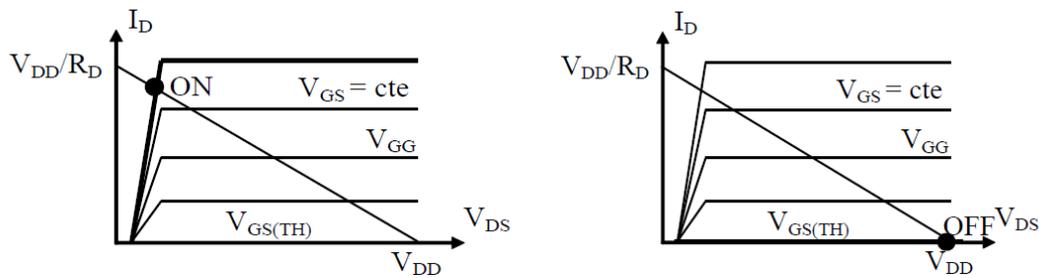


Figura 2.11: Punto de trabajo del IGBT.

La razón por la cual el IGBT trabaja en conmutación y no en la zona lineal es debido a que en la zona lineal la disipación de potencia es muy alta puesto que tanto la tensión como la corriente tienen valores altos. Sin embargo, cuando trabaja en conmutación la potencia es baja puesto que la tensión es baja, mientras que en corte la potencia es nula puesto que la corriente también es cero.



c) Características de conmutación.

Tal y como se ha indicado anteriormente, los IGBT trabajan en conmutación, pasando entre corte y conducción un gran número de veces por segundo. Estas transiciones entre estados precisan de unos pequeños tiempos de conmutación. Estos tiempos son:

$t_{d(on)}$: tiempo de retardo en el encendido.

t_r : tiempo de subida.

$t_{d(off)}$: tiempo de retardo en el apagado.

t_f : tiempo de caída.

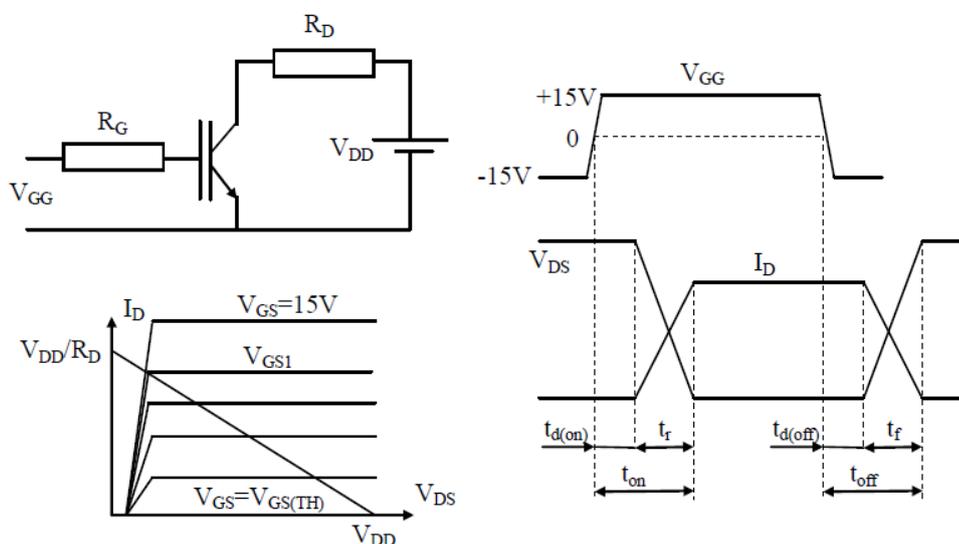


Figura 2.12: Circuito de polarización y tiempos de conmutación del IGBT.

Quando el IGBT se encuentra en la zona de conducción, la corriente i_D queda determinada por el circuito externo:

$$i_D = \frac{V_{DD} - V_{DS(sat)}}{R_D} \approx \frac{V_{DD}}{R_D}$$

Ecuación 2.1: Corriente del drenador.

Quando la tensión V_{GG} pasa de +15 V a -15 V, el IGBT pasará al estado de corte, por lo que durante el tiempo $t_{d(off)}$ el condensador de puerta se descarga desde $V_{GS} = +15V$ hasta $V_{GS} = V_{GS1}$. A continuación, durante el tiempo de caída t_f la corriente i_D disminuye hasta hacerse 0, y la tensión V_{DS} aumenta hasta alcanzar el valor de V_{DD} .

d) Disipación de potencia.

Los IGBT disipan potencia en dos situaciones bien diferenciadas, cuando se encuentran en el estado de conducción y cuando se producen las conmutaciones.

Las pérdidas por conmutación, por lo general, tienen valores menores que las pérdidas por conducción, sin embargo, las conmutaciones se producen en una alta frecuencia, lo que hace que ambos tipos de pérdidas de potencia sean equiparables.

A continuación, se va a calcular ambos tipos de pérdidas según el circuito de la Figura 2.12.

En primer lugar, debemos de tener en cuenta que el periodo en el cual se calcularán las pérdidas tendrá un tiempo T , siendo t_1 el tiempo en conducción y t_2 el tiempo en corte, cumpliéndose que $t_1 + t_2 = T$.

En lo referente a la potencia instantánea durante la condición, su valor es:

$$p(t) = i_D(t) \cdot V_{DS(t)} = I_D \cdot V_{DS(sat)}$$

Ecuación 2.2:Potencia instantánea.

Y por lo tanto la potencia media disipada en la conducción:

$$P_{cond} = I_D \cdot V_{DS(sat)} \cdot \frac{t_1}{T}$$

Ecuación 2.3:Potencia media.

Por otra parte, en lo que se refiere a las pérdidas de potencia en la conmutación, cada vez que se produce una conmutación de OFF a ON, se produce la disipación de potencia denominada E_{ON} , mientras que cuando se produce una conmutación de ON a OFF, la disipación de potencia recibe el nombre de E_{OFF} .

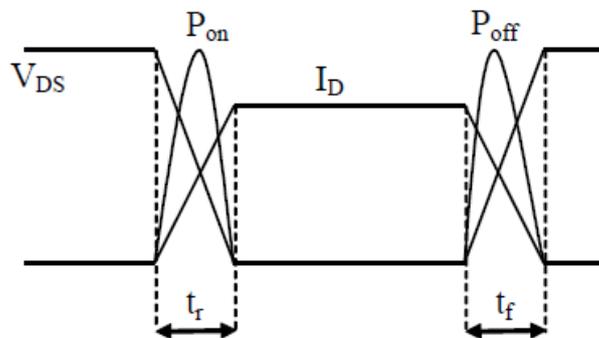


Figura 2.13: Potencia disipada durante las conmutaciones a ON y OFF.



$$\begin{aligned}
 E_{ON} &= \int_0^{t_r} p_{on}(t) dt = \int_0^{t_r} V_{DS}(t) \cdot i_D(t) \cdot dt \\
 &= \int_0^{t_r} \left(V_{DD} - \frac{V_{DD}}{t_r} t \right) \cdot \left(\frac{V_{DD}}{R} \frac{t}{t_r} \right) dt = \frac{V_{DD}^2 t_r}{6 R}
 \end{aligned}$$

Ecuación 2.4: Disipación de potencia al encendido.

$$\begin{aligned}
 E_{OFF} &= \int_0^{t_f} p_{on}(t) dt = \int_0^{t_f} V_{DS}(t) \cdot i_D(t) \cdot dt \\
 &= \int_0^{t_f} \left(V_{DD} - \frac{V_{DD}}{t_f} t \right) \cdot \left(\frac{V_{DD}}{R} \frac{t}{t_f} \right) dt = \frac{V_{DD}^2 t_f}{6 R}
 \end{aligned}$$

Ecuación 2.5: Disipación de potencia al apagado.

Si el semiconductor conmuta a una frecuencia f , la potencia disipada por conmutación será:

$$P_{conm} = (E_{ON} + E_{OFF})f$$

Ecuación 2.6: Potencia disipada de conmutación

La potencia total disipada será la suma de la potencia de conducción y la de conmutación:

$$P_{Total} = P_{Cond} + P_{Conm}$$

Ecuación 2.7: Potencia disipada total.



2.3. Clasificación convertidores CC/CA.

2.3.1. Introducción.

El principal objetivo de este apartado es realizar una división entre los diferentes convertidores CC/CA disponibles en el mercado, con el objetivo de poder expandir lo referente a aquel inversor empleado en este proyecto.

Una primera clasificación posible que podemos realizar en función de la necesidad o no de conexión a fuente AC es:

a) Inversores controlados o guiados:

Convertidores AC/CC trabajando como inversor. Son convertidores controlados por ángulo de fase los cuales solo permiten controlar la magnitud de la tensión de salida, pero no su frecuencia.

b) Inversores autónomos, conmutados o autoguiados:

Convertidores CC/CA los cuales no requieren ninguna fuente de corriente alterna. La tensión de salida es controlada en amplitud, frecuencia y fase.

2.3.2. Función existencial.

Para poder hablar de inversor es importante definir el concepto de la función existencial, el cual se define como la ecuación que determina el estado del polo de potencia. La función existencial tendrá valor “1” si el polo se encuentra en bloqueo y valor “0” si está cerrado. Para más información consultar [8].

La función existencial de un polo aislado es:

$$H(wt) = \frac{1}{A} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{A}\right)}{n} \right] \cos(nwt)$$

Ecuación 2.8: Función existencial polo aislado.

Función existencial de un conjunto de polos:

$$H_{AK}(wt) = \frac{1}{A} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{A}\right)}{n} \right] \cos\left(nwt - \alpha - \frac{2K\pi}{A}\right)$$

Ecuación 2.9: Función existencial conjunto de polos.

- Parámetro A: El cual fija la anchura de los pulsos de la función existencial, por lo tanto, este parámetro se empleará para realizar una modulación de la anchura de pulso.



- Parámetro w : Este parámetro establece la frecuencia de la función existencial, es decir, la máxima frecuencia de conmutación de los polos de potencia.

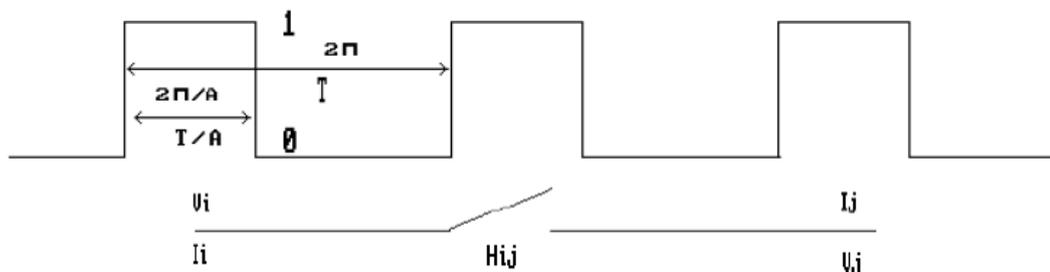


Figura 2.14: Función existencial de un polo aislado.

2.3.3. Clasificación inversores conmutados.

Estos inversores conmutados pueden a su vez clasificarse de diferentes formas atendiendo a los criterios vistos en [8].

a) Según la fuente continua de entrada al convertidor.

- Inversores en fuente de tensión (VSI). En este tipo de inversores, la entrada de alimentación en la parte de CC es una fuente de tensión, la cual permanece constante en el tiempo.

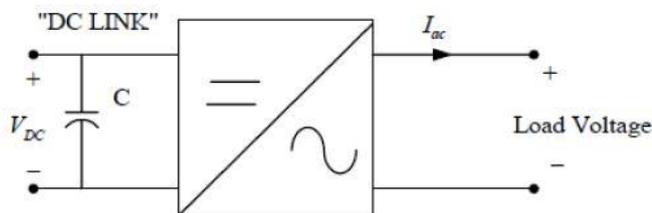


Figura 2.15: Esquema de un VSI

- Inversores en fuente de corriente (CSI). En ellos la entrada de alimentación está formada por una fuente de corriente continua.

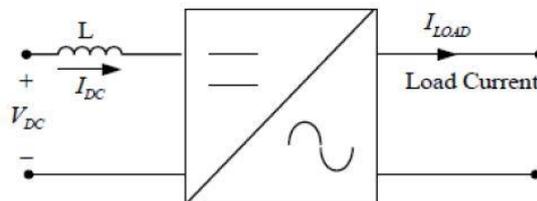


Figura 2.16: Esquema de un CSI.



- Inversores con DC link variable. En ellos la tensión de entrada es variable:

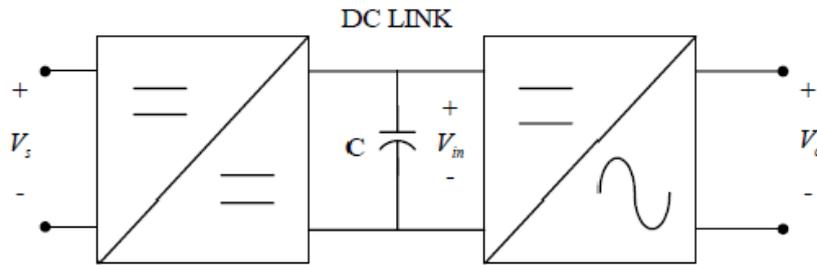


Figura 2.17: Esquema de un DC Link variable

b) Según el número de niveles de salida.

- Inversores de dos niveles: Genera dos niveles en la tensión de salida.
- Inversores multinivel: La tensión alterna en la salida se obtiene a partir de más de dos niveles de tensión continua.

c) Según la topología

- Inversores en semipuente.

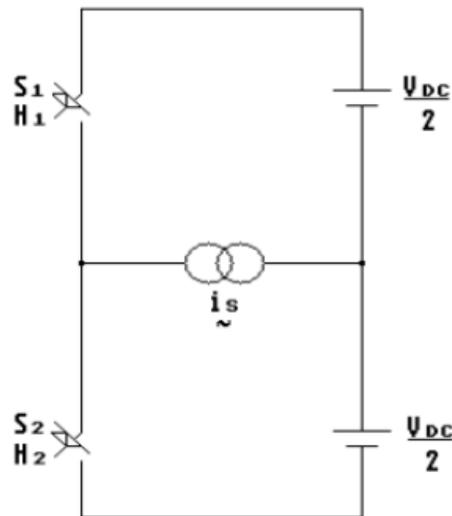


Figura 2.18: Esquema inversor en semipuente.



- Inversores en puente.

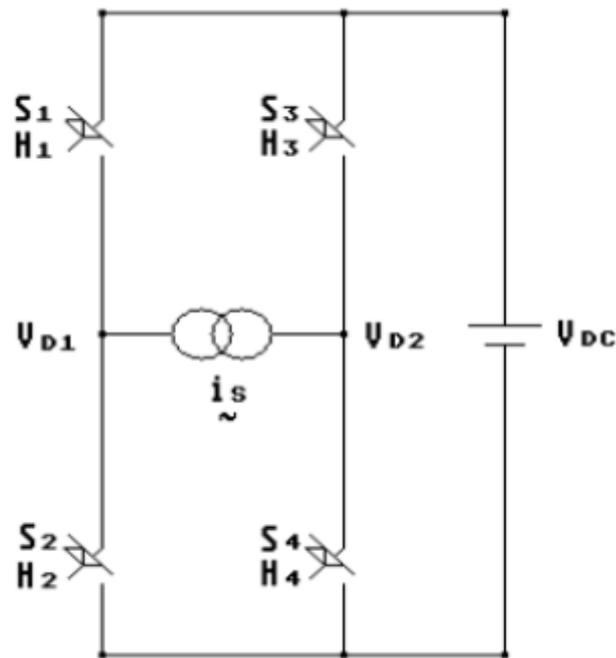


Figura 2.19: Esquema inversor en puente.

- Inversores Push-Pull.

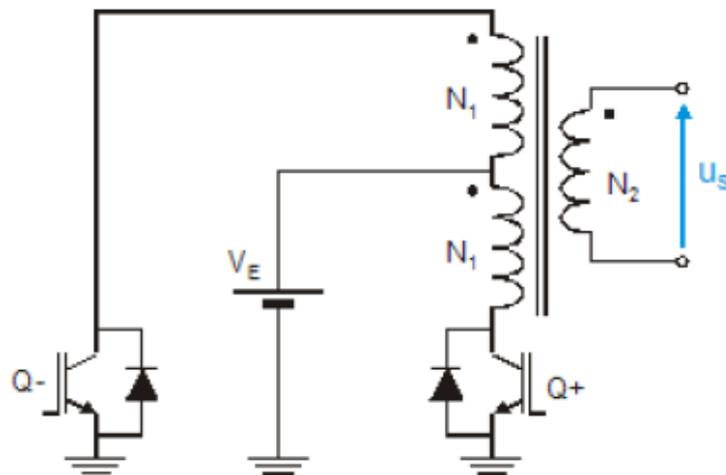


Figura 2.20: Esquema inversor Push-Pull

d) Según el número de fases de salida generadas.

- Inversores monofásicos.

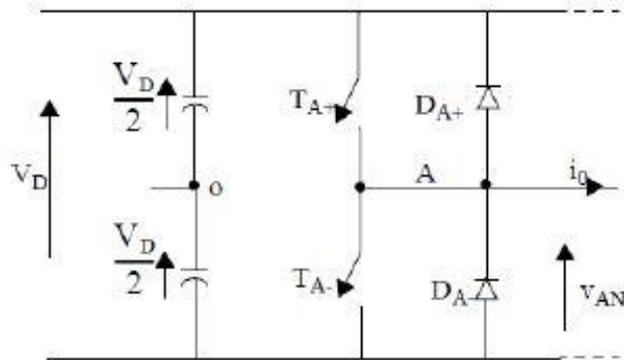


Figura 2.21: Esquema inductor monofásico.

- Inversores trifásicos.

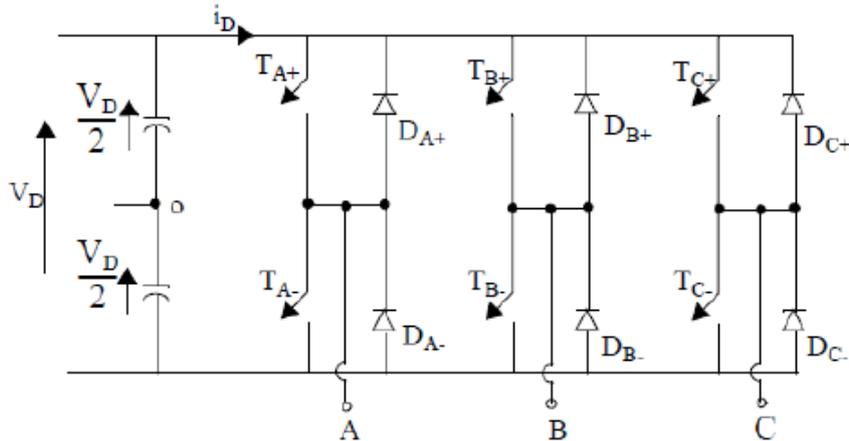


Figura 2.22: Esquema inductor trifásico.

2.3.4. Inversores trifásicos.

Llegados a este punto procederemos a realizar un breve estudio sobre los inversores trifásicos, el cual será el tipo de inductor empleado en el sistema a realizar en este proyecto.

La tensión de salida de cada una de las ramas solo dependerá de las tensiones continuas y de la conmutación de los polos de potencia.

Cada rama del inductor se controla mediante funciones existenciales desfasadas entre si 120° , por lo tanto, la primera fase tendrá un desfase de 0, la segunda estará desfasada $\frac{2\pi}{3}$ rad, y la tercera estará desfasada $\frac{4\pi}{3}$ rad respecto la primera [8].



En la Figura 2.22. se puede observar la forma de onda de las tensiones de salida por cada fase respecto al neutro, así como la tensión de línea V_{AB} .

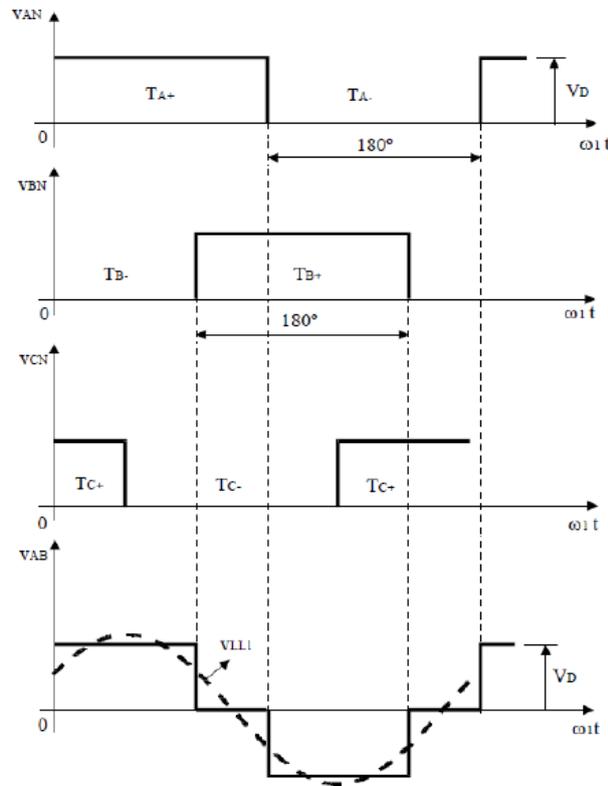


Figura 2.23: Tensiones de salida de un inversor trifásico.

a) Tensión de salida: Pulso único por semiciclo

Lo primero a tener en cuenta a la hora de calcular la tensión de salida es conocer las funciones existenciales de los polos de potencia, los cuales serán:

$$H_1 = \frac{1}{A} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{A}\right)}{n} \right] \cos(n\omega t)$$

$$H_2 = 1 - H_1$$

$$H_3 = \frac{1}{A} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{A}\right)}{n} \right] \cos(n\omega t - \theta_1)$$

$$H_4 = 1 - H_3$$

$$H_5 = \frac{1}{A} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{A}\right)}{n} \right] \cos(n\omega t - \theta_2)$$

$$H_6 = 1 - H_5$$

Ecuación 2.10: Funciones existenciales polos de potencia pulso único por semiciclo.



De esta forma las tensiones de fase estarán definidas de la siguiente manera:

$$V_1 = (H_1 - H_2) \cdot \frac{V_{DC}}{2}$$

$$V_2 = (H_3 - H_4) \cdot \frac{V_{DC}}{2}$$

$$V_3 = (H_5 - H_6) \cdot \frac{V_{DC}}{2}$$

Ecuación 2.11: Tensiones de fase pulso único por semiciclo.

Las tensiones de línea:

$$V_{12} = (H_1 - H_3) \cdot V_{DC}$$

$$V_{23} = (H_3 - H_5) \cdot V_{DC}$$

$$V_{31} = (H_5 - H_1) \cdot V_{DC}$$

Ecuación 2.12: Tensiones de línea pulso único por semiciclo.

Para conseguir un sistema trifásico equilibrado el desfase entre las fases debe ser $\theta_1 = \frac{2\pi}{3}$ y $\theta_2 = \frac{4\pi}{3}$, por lo que las tensiones de fase serán:

$$V_1 = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{DC}}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{A}\right)}{n} \right] \cos(nwt)$$

$$V_2 = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{DC}}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{A}\right)}{n} \right] \cos n \left(wt - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$V_3 = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{DC}}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{A}\right)}{n} \right] \cos n \left(wt - \frac{4\pi}{3} \right)$$

Ecuación 2.13: Tensiones de fase de salida pulso único por semiciclo.

b) Tensión de salida: Pulso múltiple por semiciclo.

Al igual que en el aparatado anterior, lo primero que hay que hacer es establecer las funciones existenciales de los polos de potencia:

$$H_1 = \frac{1}{2} [1 + x \cos(wst)] + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{2} [1 + x \cos(wst)]\right)}{n} \right] \cos(nwt)$$

$$H_2 = 1 - H_1$$

$$H_3 = \frac{1}{2} [1 + x \cos(wst - \frac{2\pi}{3})] + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{2} [1 + x \cos(wst - \frac{2\pi}{3})]\right)}{n} \right] \cos(nwt)$$



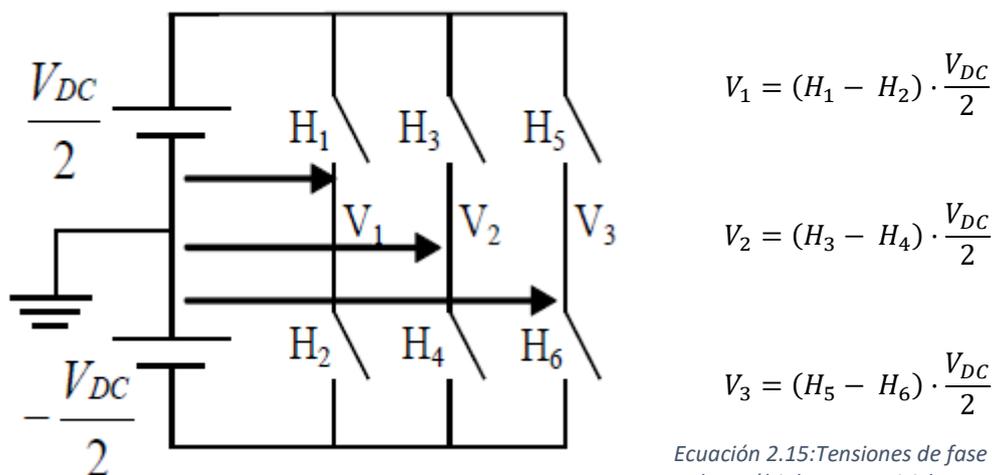
$$H_4 = 1 - H_3$$

$$H_5 = \frac{1}{2} \left[1 + x \cos \left(wst - \frac{4\pi}{3} \right) \right] + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\sin \left(\frac{n\pi}{2} \left[1 + x \cos \left(wst - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \right)}{n} \right] \cos(nwt)$$

$$H_6 = 1 - H_5$$

Ecuación 2.14.: Funciones existenciales polos de potencia pulso múltiple por semiciclo.

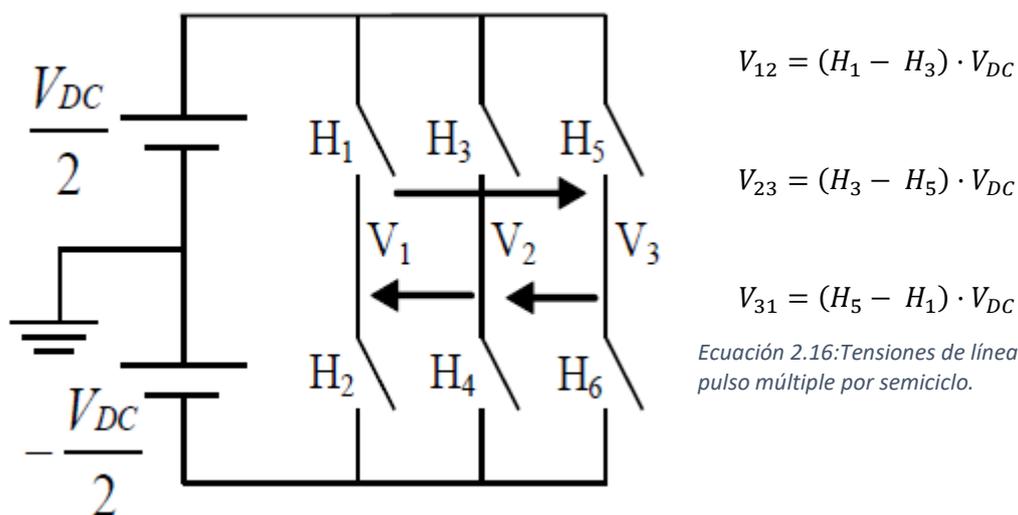
Las tensiones de fase del inversor trifásico serán:



Ecuación 2.15: Tensiones de fase pulso múltiple por semiciclo.

Figura 2.24: Inversor trifásico a partir de las tensiones de fase.

Las tensiones de línea son:



Ecuación 2.16: Tensiones de línea pulso múltiple por semiciclo.

Figura 2.25: Inversor trifásico a partir de las tensiones de línea.



2.4. Modulación PWM.

2.4.1. Introducción

El objetivo de la técnica PWM es el de activar y desactivar un interruptor el cual permite el paso de corriente, es decir, estas técnicas de modulación sirven para establecer el estado (corte o conducción) de los semiconductores de potencia nombrados en el apartado 2.2. y empleados en los convertidores CC/CA.

La carga será incapaz de seguir las oscilaciones de las tensiones a la entrada, sin embargo, sí que podrá seguir el valor medio de ellas.

Para hablar de la modulación PWM debemos hablar primeramente del ciclo de trabajo, el cual se define como la relación entre el tiempo en el que una señal se encuentra en estado activo y el periodo de dicha señal, el cual se corresponde con la siguiente expresión:

$$D = \frac{\tau}{T}$$

Ecuación 2.17: Ciclo de trabajo.

Donde:

D: Ciclo de trabajo.

τ : Tiempo durante el cual la señal está en nivel alto.

T: Periodo de la señal.

Tal y como indica el nombre, la técnica PWM o técnica de modulación por ancho de pulsos es una técnica basada en modificar dicho ciclo de trabajo de una señal periódica. Por lo tanto, cuando los polos de potencia del inversor se encuentren apagados la mayor parte del tiempo será debido a que el ciclo de trabajo será un ciclo de trabajo bajo, lo cual se traducirá en poca potencia a la salida, mientras que ciclos de trabajo altos se corresponderán con potencias altas.

Nosotros nos centraremos en dos de los diferentes algoritmos de modulación PWM utilizadas en el control de inversores trifásicos, siendo estos:

- Modulación PWM basada en portadora (CB-PWM)
- Modulación PWM basada en vectores espaciales (SV-PWM)



2.4.2. Modulación basada en portadora.

Se trata de una técnica por la cual los estados de activación de los polos se obtienen gracias a la comparación de las amplitudes de dos señales. Las dos señales por comparar son una señal llamada portadora o de alta frecuencia y una señal moduladora o de baja frecuencia [10].

A la hora de realizar la comparación solo habrá que realizar un único proceso por cada rama del inversor (3 comparaciones en total debido a que se tratara de un inversor trifásico en nuestro caso), puesto que las dos señales de cada semiconductor de cada una de las ramas son complementarias.

La primera de estas señales recibe el nombre de señal portadora, la cual será la señal de alta frecuencia, que adoptará generalmente la forma de una señal triangular, aunque también puede adoptar otras formas como dientes de sierra con pendiente positiva o dientes de sierra con pendiente negativa.

La segunda, la señal moduladora también conocida como señal de referencia, será la señal encargada de contener la información como la amplitud, frecuencia y fase, teniendo la posibilidad de variar o tomar diversos perfiles dependiendo de la utilización que se le quiera dar.

En nuestro proyecto, la modulación PWM basada en portadora que se utilizará será el PWM sinusoidal o SPWM, el cual fue introducido por Schönung en 1964 para así conseguir una mejora del contenido armónico. En esta técnica las señales moduladoras serán tres señales senoidales balanceadas y desfasadas 120° entre sí.

$$V_a(t) = A \cdot \sin(w_m t)$$

$$V_b(t) = A \cdot \sin\left(w_m t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_c(t) = A \cdot \sin\left(w_m t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Ecuación 2.18: Señales moduladoras.



a) Parámetros.

En este apartado se estudiarán los parámetros más importantes a configurar a la hora de realizar correctamente una modulación PWM basada en portadora.

El primero de estos será el índice de modulación de amplitud el cual indica el nivel de utilización del bus de CC. Este índice se obtiene calculando la relación existente entre la amplitud de la señal moduladora respecto a la señal portadora.

$$m_a = \frac{A_m}{A_p}$$

Ecuación 2.19: Índice de modulación de amplitud.

m_a : Índice de modulación de amplitud.

A_m : Amplitud de la señal moduladora.

A_p : Amplitud de la señal portadora.

Dependiendo del valor que adquiera este índice, la modulación PWM puede configurarse según dos modos diferentes de operación, el modo de operación lineal y el modo de operación no lineal.

Cuando el índice de modulación de amplitud m_a sea inferior a la unidad ($m_a \leq 1$), es decir, en aquellos casos en los que la amplitud de la señal moduladora es menor o igual que la amplitud de la señal portadora, se tratará de una modulación en el modo lineal. Este modo de operación se caracteriza por el hecho de que la relación del valor medio de la señal portadora y el valor instantáneo de la moduladora se aproxima a la unidad.

Ventajas de trabajar en zona lineal [8]:

- Amplitud del fundamental de la tensión de salida varía de forma lineal con m_a .

$$(\hat{V}_{A0})_1 = m_a \frac{V_{DC}}{2}$$

Ecuación 2.20: Amplitud del fundamental de la tensión de salida.

- Los armónicos de la tensión de salida aparecen en la zona de alta frecuencia determinada por una banda alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos.
- El inconveniente la amplitud de la tensión máxima de salida está limitada por:

$$(\hat{V}_{A0})_1 = \frac{V_{DC}}{2}$$

Ecuación 2.21: Limitación de la amplitud de la tensión máxima de salida.



Sin embargo, en el caso de modulación PWM según el modo de operación no lineal, la amplitud de la señal moduladora es mayor que la amplitud de la señal portadora por lo tanto se cumple la relación $m_a > 1$. Hecho también conocido como sobremodulación.

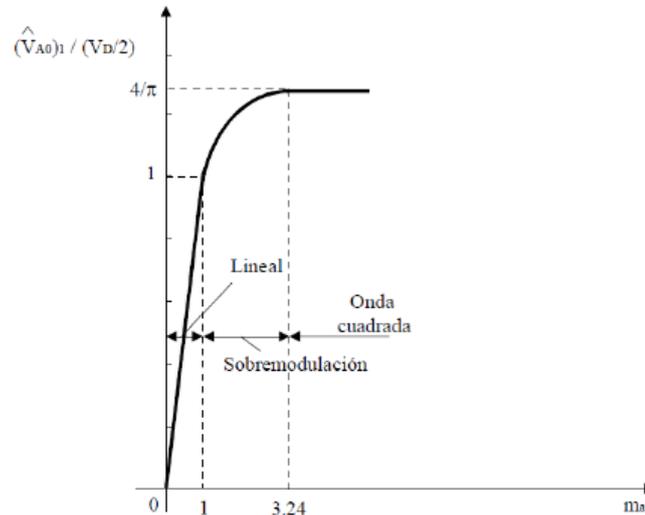


Figura 2.26: Amplitud del fundamental de la tensión de salida en función de m_a .

Tal y como indica su nombre al trabajar en este modo de operación la amplitud del fundamental de la tensión de salida no varía de forma lineal con m_a además de que se producen más armónicos y a más baja frecuencia de lo ocurrido en el modo lineal.

El segundo de estos parámetros importantes a tener en cuenta es el índice de modulación de frecuencias, el cual se encarga de relacionar las frecuencias de la señal portadora y la señal moduladora [10].

$$m_f = \frac{f_p}{f_m}$$

Ecuación 2.22: Índice de modulación de frecuencia.

m_f : Índice de modulación de frecuencia.

f_p : Frecuencia de la señal portadora.

f_m : Frecuencia de la señal moduladora.

En el caso de que la señal portadora sea una señal con una frecuencia mucho más alta que la de la señal moduladora, se producirá un alto índice de modulación de frecuencias y por lo tanto se conseguirá ubicar los armónicos indeseables en frecuencias altas.



Sin embargo, si m_f adquiere un valor alto debido a la alta frecuencia de la señal portadora se produce un gran número de conmutaciones en los polos de potencia, lo cual incrementa en gran medida la disipación de potencia por conmutación (visto en el apartado 2.2.2.).

Dependiendo del valor del índice de modulación de frecuencia el tipo de modulación puede ser síncrono o asíncrono. En los casos en los que m_f toma un valor entero se tratará de una modulación síncrona, el cual es adecuado de utilizar en aplicaciones con un bajo índice de frecuencia ($m_f < 21$). En los otros casos, cuando m_f no tiene un valor entero, se habla de una modulación asíncrona.

En el caso de realizar una modulación PWM sinusoidal o SPWM la tensión compuesta (V_{12}) a la salida del inversor será una señal senoidal de misma frecuencia que las tensiones de fase, pero de amplitud máxima $\sqrt{3}$ veces mayor, es decir:

$$V_{12} = \sqrt{3} \cdot V_1 = \sqrt{3} \cdot m_a \frac{V_{DC}}{2}$$

Ecuación 2.23: Tensión de línea a la salida del inversor con modulación PWM.

Y por lo tanto su valor eficaz es:

$$V_{12} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{3} \cdot V_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{3} \cdot m_a \frac{V_{DC}}{2}$$

Ecuación 2.24: Tensión de línea eficaz a la salida del inversor con modulación PWM.

En el modelo de simulación a implementar en SIMULINK, en el caso de emplear una modulación SPWM, precisaremos de 220 V_{rms} de línea (los requeridos por el motor de inducción) por lo que empleando un índice de modulación de 0.85 la tensión de las semibaterías será:

$$\frac{V_{DC}}{2} = \frac{\sqrt{2}}{m_a \cdot \sqrt{3}} \cdot V_{12} = \frac{\sqrt{2}}{0.85 \cdot \sqrt{3}} \cdot 220 = 211.3 \approx 210 \text{ V}$$



2.4.3. Modulación basada en vectores espaciales.

Implementada por Van Der Broeck en 1988, siendo una de las técnicas más populares en su aplicación en inversores trifásicos, especialmente en las aplicaciones de control de motores de inducción.

A partir de lo visto en [10] la modulación basada en vectores espaciales se basa en un vector espacial de referencia, el cual tiene una amplitud constante, rotando en el plano $\alpha\beta$ (siendo α la componente real del plano y β la componente imaginaria) y describiendo una trayectoria circular.

Llegados a este punto se debe indicar las dos restricciones existentes en los inversores trifásicos:

- En una misma rama del inversor no pueden conducir los dos semiconductores de potencia al mismo tiempo.
- Siempre algún semiconductor de cada rama debe encontrarse en estado de conducción.

Gracias estas limitaciones, se define SW_i como una función de conmutación por cada rama, valiendo:

1 cuando el semiconductor SW_{i+} está encendido y SW_{i-} está apagado.

0 cuando el semiconductor SW_{i+} está apagado y SW_{i-} está encendido.

Esto se traduce, a la hora de hablar de inversores trifásicos en 8 posibles estados, siendo cada cambio de estado del inversor, una conmutación de los semiconductores de potencia tal y como puede verse en la Figura 2.27.

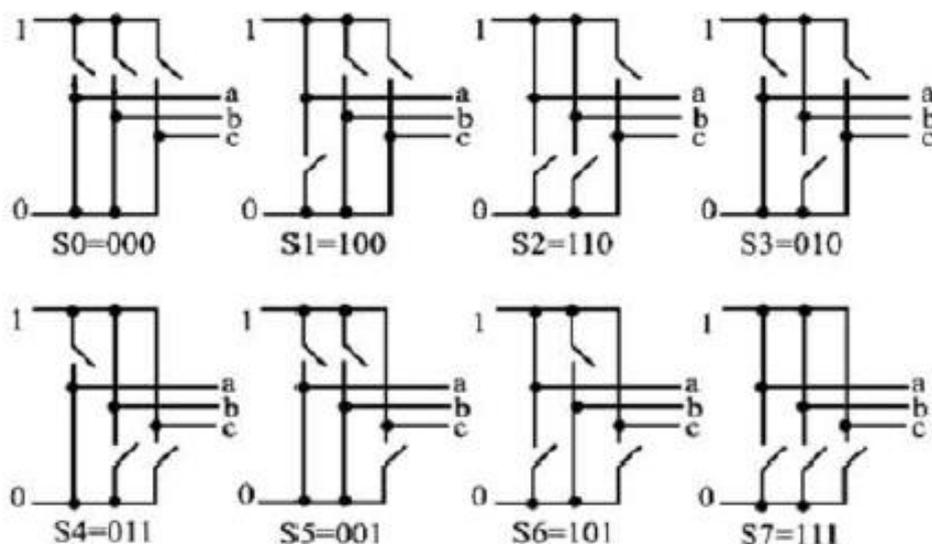


Figura 2.27: Estados del inversor CC/CA [9, pp.15].

a) El hexágono de tensiones.

Estos estados del inversor pueden asociarse a los valores instantáneos del vector espacial, los cuales pueden verse en la tabla x.

Estado	SW_a	SW_b	SW_c	Vector
S_0	1	1	1	$\vec{V}_0(0,0,0)$
S_1	1	0	0	$\vec{V}_1(1,0,0)$
S_2	1	1	0	$\vec{V}_2(1,1,0)$
S_3	0	1	0	$\vec{V}_3(0,1,0)$
S_4	0	1	$\vec{V}_4(0,1,1)$	
S_5	0	0	1	$\vec{V}_5(0,0,1)$
S_6	1	0	1	$\vec{V}_6(1,0,1)$
S_7	1	1	1	$\vec{V}_7(1,1,1)$

Tabla 2.1: Estados relacionados vectores del hexágono de tensiones [9].

Estos vectores pueden agruparse en dos conjuntos, los vectores nulos formados por \vec{V}_0 y \vec{V}_7 y los vectores activos formados por los vectores del \vec{V}_1 al \vec{V}_6 , siendo que los vectores nulos no aplican ninguna tensión a la carga.

Los vectores activos pueden ser representados en el plano $\alpha\beta$, desfasados un ángulo de $\pi/3$ rad, y dividiendo dicho plano en seis sectores, formando el llamado hexágono de tensiones del inversor.

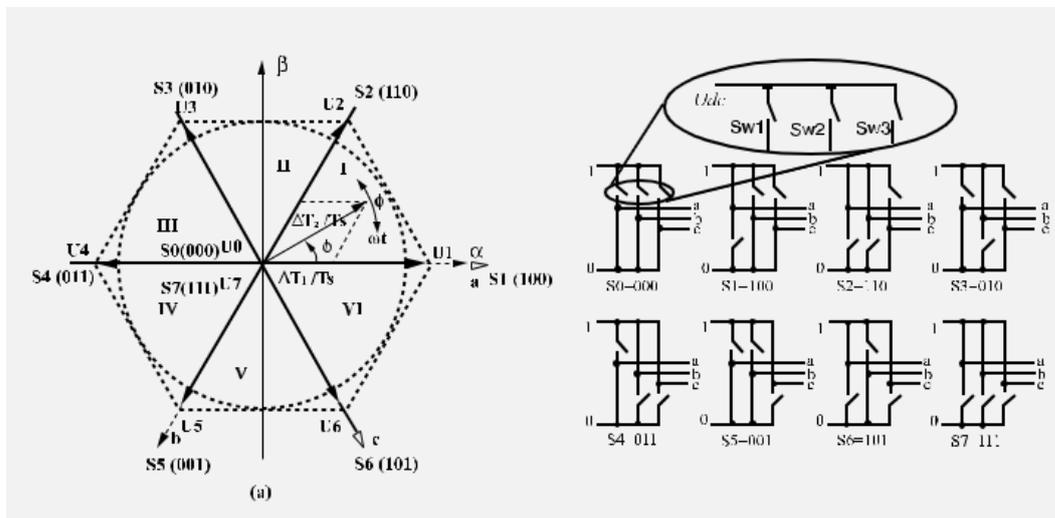


Figura 2.28: Hexágono de tensiones [14].

c) Secuencia de conmutación.

La secuencia de conmutación trata del orden en el que se aplican los vectores de tensión o los estados del inversor.

Normalmente, el criterio adoptado para establecer una secuencia de conmutación es aquel que garantice las mínimas pérdidas de conmutación, por



lo que se producirán cambios en los estados del inversor con la conmutación de una única rama [15]. Por ejemplo, la transición del estado S2 (110) al S1(100) está permitido puesto que precisa únicamente de la conmutación de la rama “a”, sin embargo, no se permitirá una conmutación del estado S3(010) al estado S5(001) puesto que sería necesario la conmutación de más de una rama.

Entre las secuencias de conmutación que más nos interesan se encuentra la secuencia “Symetrical placement of zero vectors” o SVPWM (Secuencia que utilizaremos a la hora de modelar un sistema que implemente la modulación espacio-vectorial).

Esta técnica se basa en dividir ΔT_0 por dos, por lo que durante dos periodos inician y finalizan la secuencia con un mismo vector nulo, es decir con los estados S0 o S7 [15].

Secuencia de conmutación para symetrical placement of zero vectors:

$$V_0, V_k, V_{k+1}, V_7, V_7, V_k, V_{k+1}, V_0$$

Otra técnica también muy empleada es “Symetrical Sequence”, con un funcionamiento muy similar a la anterior, iniciando y finalizando el periodo de conmutación con un vector nulo, pero con mayores pérdidas por conmutación.



3. MOTORES DE INDUCCIÓN.

3.1. Introducción.

En este apartado se tratará de explicar y estudiar de forma clara y sencilla los principales conceptos referidos a los motores de inducción, exponiendo su funcionamiento y los principales fallos que pueden presentar. Para ampliar la información se puede consultar [14].

La principal razón de que reciban este nombre (motor de inducción) es debido a que uno de los devanados, por acción del flujo magnético, induce una f.e.m. en el otro devanado, el cual producirá una corriente. Otro de los nombres típicos que recibe este tipo de motor es el de maquina asíncrona, debido a que la velocidad de sincronismo será mayor que la velocidad de giro del rotor [14].

Se trata de un tipo de motores de construcción simple, siendo el tipo de motor predominante en la industria con un 80% de presencia.

Este tipo de motores poseen la capacidad de ser reversibles, pudiendo trabajar como motor o como generador, transformando la energía mecánica en eléctrica.

La máquina asíncrona basa su construcción en un estator y un rotor, siendo el estator donde se coloca el inductor y el rotor el inducido. Atendiendo a las diferencias en el rotor se puede realizar una clasificación de la maquina asíncrona, clasificándose en rotor en jaula de ardilla o en cortocircuito y rotor devanado o con anillos.

3.2. Funcionamiento.

En la maquina asíncrona no existe corriente conducida a uno de los arrollamientos, la corriente que circula por uno de los devanados (normalmente el rotor) se debe a la f.e.m. inducida por el flujo del otro devanado.

3.2.1 Aspectos Constructivos

En primer lugar, hablaremos del estator el cual está constituido por un conjunto de chapas de acero, las cuales tienen unas ranuras en su interior en las que se sitúa el devanado trifásico distribuido, obteniéndose así un flujo giratorio [14].

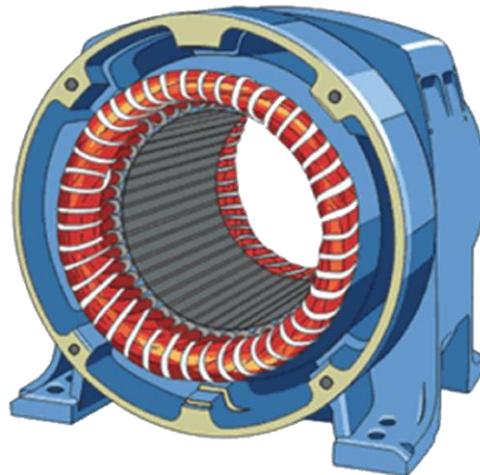


Figura 3.1: Estátor de una máquina asíncrona

El otro elemento principal de la máquina asíncrona es el rotor, el cual será quien proporcione la potencia mecánica en el eje del motor, formado también por unas chapas apiladas las cuales disponen de unas ranuras en el exterior, lugar donde se encontrará el devanado del rotor.

Cuando se habla de motores asíncronos en jaula de ardilla se debe saber que cuentan con unos conductores de aluminio o cobre cortocircuitando dos anillos laterales.

Además del estator y el rotor, el motor de inducción también consta de un entrehierro, el cual es el espacio de aire existente entre los otros dos elementos, siendo atravesado por el campo creado por el estator.

Este entrehierro debe ser uniforme, aunque usualmente, debido a fallos en los acoplamientos o rodamientos, puede producirse un fallo de excentricidad.

Por último, la máquina asíncrona también dispone de otros elementos mecánicos de menor importancia, pero necesarios para el funcionamiento. Estos son: tapas, cubos, rodamientos, carcasas... Así como algunos motores pueden presentar un ventilador de ventilación forzada para refrigerar la máquina en casos de mediana o alta potencia.

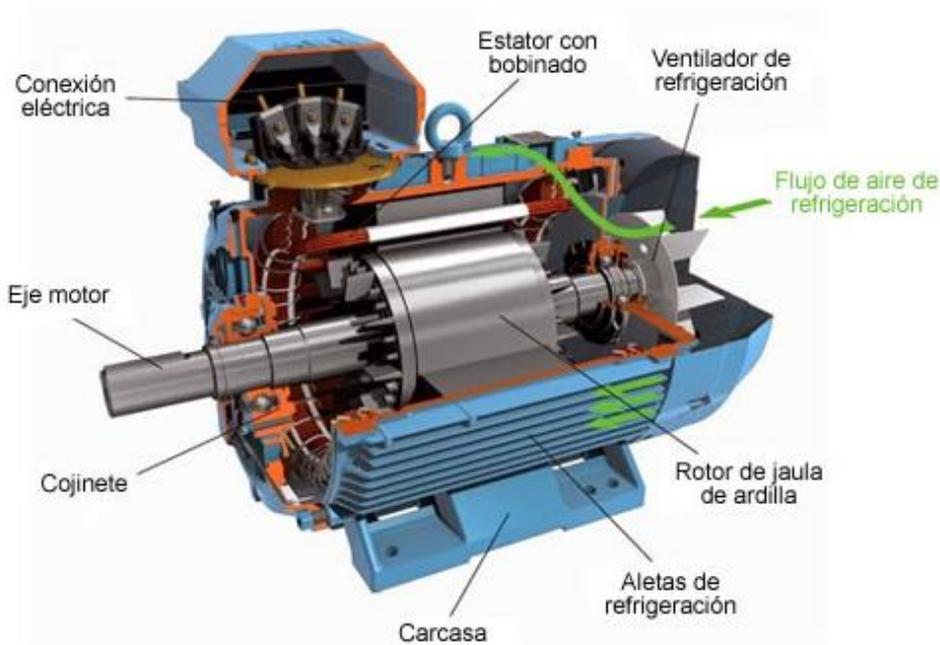


Figura 3.2:Partes de un motor de inducción.

3.2.2 Principio de funcionamiento

Lo primero a tener en cuenta es que las explicaciones en este apartado son referidas al régimen de funcionamiento de la máquina asíncrona como motor.

Según lo indicado en [14] el motor estará conectado a la red a través del estator, formado por tres devanados desfasados 120° y 2 pares de polos. Esta corriente (proveniente de la red de frecuencia f_1) inducida en el estator genera un campo magnético variable en el rotor, lo que provoca que se induzcan tensiones en el rotor, y, en consecuencia, se inducirán corrientes dando lugar a un sistema de fuerzas electromagnéticas. De esta forma se producirá un flujo giratorio y una velocidad de giro o velocidad de sincronismo:

$$n_s = \frac{60 f_1}{p} \text{ [rpm]}$$

Ecuación 3.1:Velocidad de sincronismo

n_s =velocidad de sincronismo, f_1 =frecuencia de la red, p = nº de pares de polos

Tal y como se ha indicado anteriormente la máquina asíncrona recibe este nombre puesto que la velocidad alcanzada es inferior a la de sincronismo, siendo esta velocidad de sincronismo el límite teórico al que puede girar el



motor. Esto es debido a que el rotor en todo momento tiende a seguir la velocidad de sincronismo o la velocidad de campo generado, y en caso contrario se anularían las fuerzas electromotrices y corrientes.

Es en este punto donde entra el concepto de deslizamiento el cual determina, en valor porcentual la diferencia existente entre la velocidad de sincronismo y la velocidad alcanzada por el rotor, cuyos valores en motores industriales estará comprendido entre el 3 y el 8% a plena carga, y cuyo valor viene determinado en la ecuación 3.2.

$$s = \frac{n_s - n}{n_s}$$

Ecuación 3.2: Deslizamiento del motor de inducción.

s = deslizamiento, n_s =velocidad de sincronismo, n =velocidad del rotor.

En aquellas situaciones en las que aumenta la carga del motor también lo hace el par resistente, el par interno y el deslizamiento, lo cual se traduce en un incremento de las corrientes del motor.

Para calcular el valor eficaz de la f.e.m. por fase, se aplica la Ecuación 3.3. considerando K el coeficiente del devanado, f_r la frecuencia de corriente del rotor, N_r el numero de espiras por fase y Φ_m el flujo máximo que lo atraviesa.

$$E_s = 4,44 K \cdot f_r \cdot N_r \cdot \Phi_m$$

Ecuación 3.3:f.e.m. inducida en el estátor



3.3. Fallos y mantenimiento en motores de inducción.

Tras haber introducido los principales conceptos tanto constructivos como de funcionamiento de un motor de inducción el siguiente paso será realizar un breve estudio sobre los principales fallos que estos pueden presentar.

Se incidirá en esto debido a que una parte del proyecto está centrado en realizar el diseño de un motor deteriorado, concretamente presentando un fallo por barras rotas barras rotas.

3.3.1 Fallos comunes en motores de inducción.

a) **Excentricidad:**

Se trata de un tipo de fallo del motor asíncrono en el que el eje de giro del rotor no coincide con centro geométrico del estator y el cual puede estar causado como efecto de las vibraciones que se producen. Este tipo de avería puede generar un contacto entre el rotor y el estator, lo cual puede ayudar a disminuir la vida útil del mismo y provocar su rotura.

La excentricidad se puede dividir entre:

- Excentricidad estática:

Este tipo de excentricidad se produce en aquellos casos en los que durante el giro del rotor siempre hay un punto en el que el entrehierro es mínimo y otro punto en el que es máximo. Por lo tanto, el centro de rotación esta desplazado respecto al centro geométrico del estator.

- Excentricidad Dinámica:

En este caso el entrehierro tiene un valor mínimo el cual varía en el tiempo y en el espacio. Es decir, la posición de mínimo entrehierro gira con el rotor.

Esta excentricidad puede estar originada por el giro del eje en torno a un punto el cual no es su centro geométrico.

b) **Fallo de rodamientos:**

Se trata del tipo de fallo más común que suele presentarse en máquinas asíncronas. Este tipo de fallo se manifiesta principalmente por un exceso de vibraciones, siendo muy importante una correcta lubricación de estos para evitar una avería.

Algunas otras causas posibles que originan este fallo son las cargas desmedidas, mal dimensionamiento, lubricación incorrecta, montaje erróneo...

**c) Fallo en la simetría de los bobinados del estator**

El principal defecto generado por este tipo de fallos es la generación de pequeños campos magnéticos los cuales giran en sentido contrario al del campo magnético del estator.

Este tipo de fallos son producidos por defectos en la construcción de los motores y provocan unos sobreesfuerzos en el motor los cuales son máximos en el arranque.

d) Fallo en la simetría de los bobinados del rotor.

De la misma manera que ocurría en el estator, en esta ocasión la falla se debe a errores en la construcción, produciéndose fallos de barras rotas (el fallo de mayor importancia en este proyecto puesto que se tratará posteriormente un motor con este tipo de fallo), barras agrietadas, barras sueltas, lo cual puede acabar produciendo deformaciones o dañar los devanados.

e) Falla por sobrecarga.

Se produce por demandas de carga superiores a la que el motor esté preparado a soportar y las cuales provocan un deterioro del aislamiento térmico del bobinado.

d) Bobinado del estator sueltos.

En aquellas ocasiones en las que el bobinado del estator este suelto puede provocar daños de importancia en el motor, causando cortocircuitos en entre los devanados, daños en el aislamiento, fallo del estator.

3.3.2 Detección de fallos por barras rotas en motores de inducción.

Tras haber visto en el apartado anterior algunos de los fallos más importantes que se producen en máquinas rotóricas, y más concretamente en motores asíncronos, en este apartado se va a reflejar algunas de las técnicas principales empleadas en el diagnóstico de fallas en el rotor de motores de inducción, puesto que es el tipo de falla que más nos interesa.

La detección de fallos será de vital importancia puesto que una detección a tiempo nos permitirá reducir costes de reparación, o paradas innecesarias en una línea de producción.

A continuación, se presentan 3 métodos para la detección de fallas basadas en analizar las corrientes o tensiones del motor [3]. Estos métodos son:



a) Análisis del espectro en frecuencia de las corrientes del motor.

Se trata del método el más extendido. En él se establece que en aquellos motores que presenten rotura de barras o anillos, las corrientes del estator contendrán componentes en las frecuencias:

$$f_b = (1 \pm 2ks)f, \quad k = 1,2,3 \dots$$

Ecuación 3.4:Frecuencia bandas laterales.

Donde s es el deslizamiento (calculado en la ecuación 3.2.) y f la frecuencia de alimentación [3].

La aparición del signo “±” indica la existencia de dos bandas laterales simétricas. Las bandas inferiores son debidas a las barras rotas, mientras que las bandas superiores son causadas por las oscilaciones de velocidad producidas por la rotura.

Se define también un coeficiente para medir el factor de severidad de la falla el cual sirve para conocer el número de barras rotas contiguas:

$$\mu = N \frac{I_n}{I_p}$$

Ecuación 3.5:Factor de severidad.

En donde I_p es la amplitud de la corriente fundamental, I_n es la amplitud de la componente producida por la falla y N el numero de barras del rotor.

Se establece que para motores estándar el nivel de alarma se encuentra para $\mu = 0.5$.

b) Análisis de la traza del vector corriente en el plano α - β .

En aquellas ocasiones en las que se trabaje con un motor en un correcto estado al representar el vector corriente en el plano α - β este tiene forma circular. Mientras que en aquellos motores que presenten falla por barras o anillos del rotor rotos se producen componentes en las corrientes del estator y una distorsión de su representación en el plano α - β [3].

Esta distorsión se puede calcular mediante la ecuación 3.6.

$$R_{I_{\alpha-\beta}} = \sqrt{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2}$$

Ecuación 3.6: Distorsión de la corriente en el plano α - β

Además, también aparecen componentes en el dominio de la frecuencia del módulo vector corriente en la frecuencia:

$$f_b = 2ksf, \quad k = 1,2$$

Ecuación 3.7:Frecuencia componentes vector corriente.



En esta ocasión el factor de severidad vendrá determinado por el radio del vector corriente y de la amplitud de la componente producida por la falla:

$$\mu = \frac{R_{f_{b,RI}}}{R_{dc}}$$

Ecuación 3.8: Factor de severidad para método del plano α - β

Donde R_{dc} es el valor medio del radio del vector corriente y $R_{f_{b,RI}}$ es la amplitud de la componente producida por la falla.

c) Análisis de la potencia activa instantánea total.

Este método basa su fundamento en el hecho de que en que en los casos en los que se produce rotura de barras o anillos de cortocircuito se produce una variación de la potencia activa instantánea que consume el motor [3].

La potencia activa se expresa como:

$$p(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c$$

Ecuación 3.9: Potencia activa instantánea.

Las frecuencias a las que se encuentran los componentes causadas por las barras rotas son:

$$f_{b-p} = 2ksf, \quad k = 1,2$$

Ecuación 3.10: Frecuencia componentes método potencia activa.

En esta ocasión el factor de severidad se define por:

$$\mu = \frac{P_{f_{b,p}}}{P_{dc}}$$

Ecuación 3.11: Factor de severidad método potencia activa.

Donde $P_{f_{b,p}}$ es la amplitud de la componente producida por la falla y P_{dc} es el valor medio de la potencia consumida por el motor.



3.3.3 Mantenimiento

Tras haber hecho un pequeño repaso a las diferentes técnicas que permiten detectar fallos en el rotor, el siguiente paso será hacer un repaso a las diferentes técnicas de mantenimiento en motores para así conseguir un buen funcionamiento.

Los motores de inducción suelen encontrarse en puntos críticos en las líneas de producción, por lo que un correcto mantenimiento puede evitar paradas indeseadas, así como el gasto que conlleva.

Se explicarán a continuación las diferentes técnicas de mantenimiento según [5].

a) Mantenimiento correctivo:

Es la técnica que a la larga conlleva más costos económicos. Se basa en dejar funcionar el motor con normalidad y solo intervenir en las ocasiones en las que se produzca una avería. Es el método más sencillo de implementar y el más extendido, pero provoca la parada de la producción y posibles riesgos del personal de reparación.

b) Mantenimiento preventivo:

Método basado en realizar paradas según un calendario establecido para poder realizar comprobaciones, limpieza de mecanismos, pequeñas sustituciones... De esta forma se aumenta la vida útil de la máquina reemplazando aquellos elementos que estén a punto de averiarse.

La implementación de este método conlleva un aumento de la calidad de la producción, pero también paradas en la producción para realizar el mantenimiento.

c) Mantenimiento predictivo:

El tercer y último método es el menos conocido pero el más eficaz. Consiste en observar aquellas variables que determinan el estado del sistema, comparando los valores con los patrones establecidos.

Se trata de realizar un seguimiento más constante, reparando la máquina en aquellos momentos en los que comience a fallar.

Suele ser la menos implementada puesto que requiere una gran inversión inicial, aunque sin duda es el método que mejores resultados proporciona, ya que maximiza el tiempo de vida de los equipos.



4. TRATAMIENTO DE SEÑALES ELECTRICAS.

4.1. Introducción.

Hasta este punto del proyecto se han especificado y descrito los aspectos físicos a tener en cuenta. En este apartado se va a explicar el proceso que se debe seguir para realizar el análisis armónico.

El principal objetivo de este trabajo es analizar las señales originadas en un inversor conectado a un motor de inducción bajo diferentes niveles de carga, diferente frecuencia de trabajo, y frecuencia de conmutación.

Sin embargo, en España no disponemos de ninguna normativa específica la cual describa el modelo de realización de los ensayos en motores.

Para realizar los ensayos pertinentes se han realizado diferentes modelos de simulación mediante el software SIMULINK/Matlab, los cuales serán explicados en el apartado 5.1.

Las normas que tendremos en consideración y en las cuales nos basaremos será normas AENOR (Asociación Española de Normalización y Certificación):

- UNE-EN 61000-4-7:2004/A1:2010: Compatibilidad electromagnética. (CEM) Parte 4-7: Técnicas de ensayo y de medida. Guía general relativa a las medidas de armónicos e interarmónicos, así como a los aparatos de medida, aplicable a las redes de suministro y a los aparatos conectados a éstas. Modifica a UNE-EN 61000-4-7:2004 y su equivalencia electrotécnica es IEC 6100-4-7:2002/A1:2008
- UNE-EN 61000-4-30:2015: Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 4-30: Técnicas de ensayo y de medida. Métodos de medida de la calidad de suministro. Anula a UNE-EN 61000-4-30:2009 y su equivalencia electrotécnica es IEC 61000-4-30:2015.



4.2. Armónicos e interarmónicos.

En este apartado se explicará que son los armónicos y los interarmónicos, de gran importancia a la hora de realizar los futuros análisis.

4.2.1. Armónicos.

a) Introducción.

Lo primero es aclarar el concepto de *frecuencias armónicas*, las cuales se definen como múltiplos enteros de la frecuencia fundamental de alimentación. Por lo tanto, en el caso de estar trabajando con una frecuencia fundamental de 50 Hz, el tercer armónico se encontrará en 150Hz, el quinto en 250Hz [4].

$$f_{H,h} = h \cdot f_{H,1}$$

Ecuación 4.1: Frecuencias armónicas.

b) Causas y efectos.

En este apartado vamos a realizar un estudio para conocer las causas por las cuales se forman los armónicos en un sistema eléctrico. Estas corrientes de carga armónicas son generadas por las cargas no lineales [4], las cuales se caracterizan por tener una relación tensión/corriente no constante. Este tipo de cargas están presentes en equipos eléctricos o electrónicos (los cuales constan de elementos de electrónica de potencia como diodos, tiristores rectificadores...). Este tipo de cargas se puede dividir en:

- Cargas monofásicas:
 - Fuentes de alimentación de funcionamiento conmutado (SMPS)
 - Balastos de iluminación fluorescente, los cuales generan armónicos en la corriente de alimentación.
- Cargas trifásicas
 - Controladores de velocidad variable.
 - Unidades UPS.
 - Convertidores de corriente continua basados en la utilización de un puente trifásico.

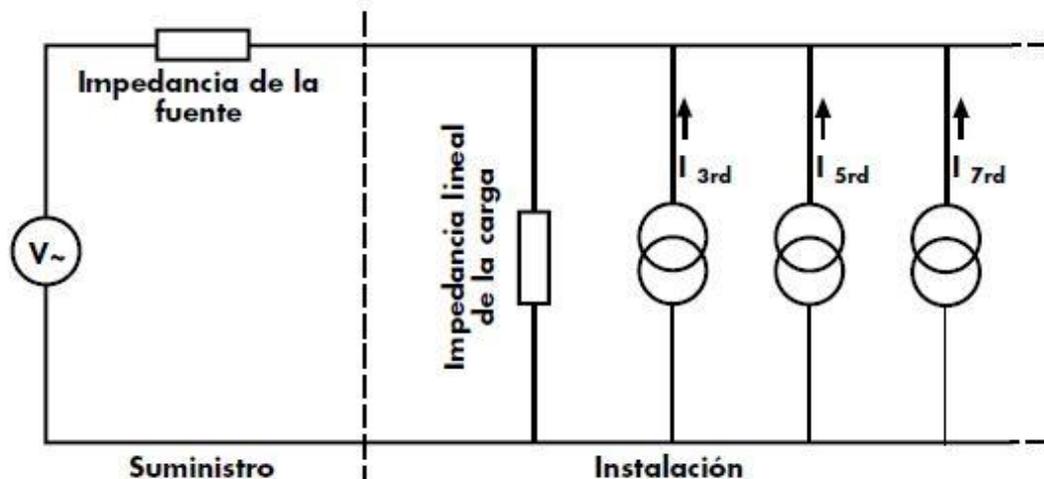


Figura 4.1: Esquema carga no lineales.

La figura 4.1. trata de representar un circuito con una carga no lineal, el cual puede ser representado mediante una carga lineal junto con varias fuentes de corriente en paralelo.

Para conocer cómo se generan los armónicos debemos saber que en un sistema real se producen corrientes no senoidales cuando la carga no tiene una relación lineal con la tensión, es decir cuando se trata de una carga no lineal.

Si se trata de un circuito con elementos lineales, la corriente es proporcional a la tensión, por lo tanto, si se aplica una tensión senoidal se producirá como consecuencia una corriente también senoidal.

En el caso de aplicar de igual manera una tensión senoidal a una carga no lineal se obtendrán armónicos en la corriente, los cuales generalmente son de orden impar si la forma de onda es simétrica (rectificador de onda completa). En el caso de emplear un rectificador de media onda se generarán armónicos de orden par.

c) Problemas producidos.

En las siguientes páginas vamos a realizar un repaso de los diferentes problemas generados por las corrientes o tensiones armónicas.

- Problemas causados por las corrientes armónicas
Sobrecalentamiento de los conductores neutros:
 Normalmente las tensiones que alimentan la carga en un sistema equilibrado están desfasadas 120° , haciendo que la corriente que circula por el neutro sea 0. Sin embargo, en sistemas no equilibrados a través del neutro circularán corrientes, pudiéndose dar la situación de que confluyan en las tres fases el tercer armónico y al no estar equilibrado, ésta circule por el neutro (Esto también es conocido como Triple-N).



Este fenómeno plantea problemas a la hora del dimensionamiento, puesto que debido al paso de corriente deberíamos dimensionar el conductor con el doble de sección para lograr evitar el problema del sobrecalentamiento.

-Sobrecalentamiento de los transformadores.

En los transformadores se producen dos problemas relacionados con los armónicos. El primero originado por las pérdidas por corrientes parasitas, las cuales aumentan con el cuadrado del número de orden del armónico y representan un 10% de las pérdidas a plena carga. Esto provoca un incremento de la temperatura de funcionamiento disminuyendo en gran medida la vida útil de estos transformadores.

El segundo de los problemas tiene que ver con los armónicos triple N, los cuales son absorbidos eficazmente en el bobinado. Sin embargo, los armónicos de otro orden si pasan el transformador, por lo que deberían de tenerse en cuenta a la hora de dimensionar el transformador.

-Disparos de interruptores de protección.

Lo primero debemos recordar el funcionamiento de los interruptores automáticos de corriente diferencial, los cuales suman la corriente en los conductores de fase y neutro y si el resultado no se encuentra en un límite previamente determinado, desconectará la carga de la alimentación.

En estos casos, la presencia de contenido armónico puede provocar un incorrecto funcionamiento, no incluyendo correctamente las componentes de frecuencias más elevadas, provocando un disparo intempestivo.

d) Medidas para reducir los armónicos.

Los métodos viables para reducir los armónicos se pueden clasificar en tres apartados: Filtros pasivos, transformadores de aislamiento y de reducción de armónicos y filtros activos [4].

- Filtros pasivos: Empleados para establecer un camino de baja impedancia para las corrientes armónicas de forma que circulen por el filtro y no por la fuente de alimentación.

Estos filtros pasivos son empleados principalmente para reducir rangos determinados de frecuencias.

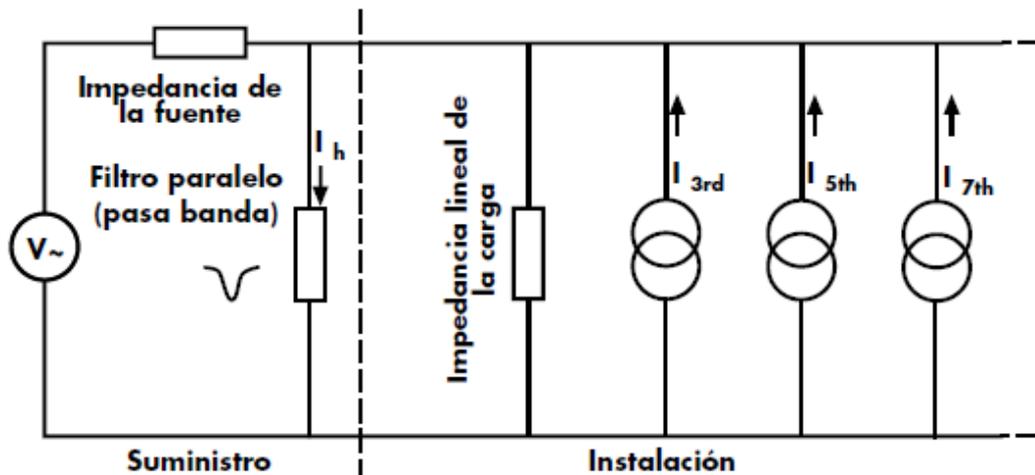


Figura 4.2: Filtro pasivo

- Transformadores de separación: Por los bobinados en triángulo de los transformadores circulan corrientes armónicas triple-N. Esto es positivo para los proyectistas puesto que se puede realizar una separación entre los armónicos triple-N de la fuente de alimentación.
- Filtros activos: Mientras que el transformador de separación es útil para separar los armónicos triple-N y los filtros pasivos son adecuados para filtrar las frecuencias armónicas para las que han sido diseñados, los filtros activos son idóneas para aquellas instalaciones en las que el contenido armónico es impredecible y en los que los armónicos están en un constante cambio.

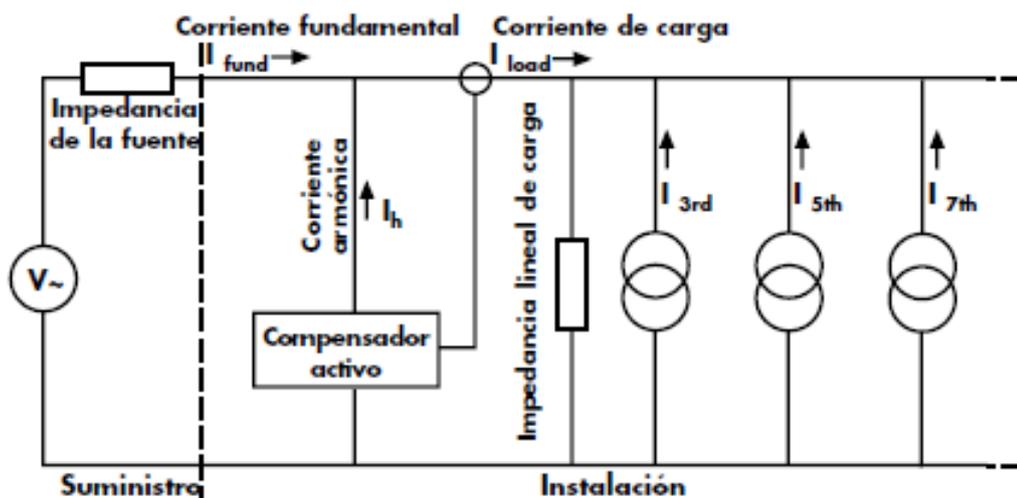


Figura 4.3: Compensador activo de armónicos.



El filtro activo posee un transformador de intensidad, el cual se encarga de medir el contenido armónico de la señal, y a través de un generador de corriente que genera una onda igual, pero de signo contrario se logra mitigar las interferencias.

4.2.2. Interarmónicos.

Al igual que los armónicos, los interarmónico son uno de los elementos de gran importancia a la hora de realizar el posterior análisis espectral.

a) Introducción.

En apartados anteriores se ha definido los armónicos como tensiones o corrientes cuya frecuencia es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental de alimentación.

Los interarmónico se definen como tensiones o corrientes cuya frecuencia es múltiplo no entero de la frecuencia fundamental y la cual está comprendida entre dos frecuencias armónicas consecutivas [7].

También se puede hablar de otro término no mencionado en la norma, pero de importancia en el entorno profesional, el subarmónico, el cual es un caso particular de interarmónico, y recoge aquellas componentes con frecuencia inferior a la fundamental

En la tabla 4.1. se pueden ver las definiciones matemáticas de las diferentes componentes espectrales.

Armónico	$f=nf_1$, donde n es un entero mayor que 0
Componente de continua	$f=nf_1$, con n=0
Interarmónico	$f=nf_1$ donde n es un no entero mayor que 0
Subarmónico	$f>0$ Hz y $f<f_1$
f_1 =frecuencia fundamental de la tensión.	

Tabla 4.1:Componentes espectrales de una forma de onda.

Se debe definir por lo tanto la frecuencia interarmónica, la cual es cualquier frecuencia que no sea múltiplo entero de la frecuencia fundamental. El orden de un interarmónico viene dado por la relación entre la frecuencia del interarmónico y la frecuencia del fundamental.



b) Causas.

Existen dos causas principales como fuente de generación de interarmónicos. La primera de ellas son variaciones y cambios bruscos de corriente en la instalación. Se trata de unas perturbaciones generadas de forma aleatoria, las cuales dependen principalmente de la carga.

La segunda de las causas es la conmutación asíncrona de los dispositivos semiconductores de los convertidores, lo cual se traduce en la conmutación no sincronizada con la frecuencia de la red [7].

Uno de los ejemplos más extendidos son los convertidores de modulación de anchura de pulso o PWM.

Las fuentes principales de esta perturbación son:

- Cargas productoras de arco eléctrico: Aquí se incluyen los hornos de arco y las máquinas de soldadura. Mientras los hornos de arco no producen interarmónicos significativos las máquinas de soldadura generan un espectro continuo.
- Motores de inducción: Estos motores pueden generar interarmónico internamente debido a la saturación del circuito magnético o debido a la asimetría o desalineamiento del eje del rotor. También pueden ser fuentes de generación de interarmónicos los motores de carga variable o motores de velocidad variable.
- Convertidores de frecuencia indirectos.
- Inversores de la fuente de corriente conmutados por carga.
- Inversores de fuente de tensión.

c) Efectos de los interarmónicos.

Las corrientes interarmónicas producen una distorsión interarmónica de la tensión de mayor o menor medida en función de la magnitud de las componentes de la corriente y de la impedancia del sistema.

Los efectos directos que más se pueden presentar son los siguientes:

- Efectos térmicos.
- Oscilaciones de baja frecuencia en sistemas mecánicos.
- Perturbaciones en el funcionamiento de los equipos electrónicos y lámparas fluorescentes.
- Interferencias con señales de control y de protección en las líneas de suministro de energía eléctrica.
- Sobrecarga de filtros pasivos en paralelo para armónicos de orden elevado.
- Interferencia en las telecomunicaciones.
- Perturbación acústica.
- Saturación de transformadores de corriente.



d) Mitigación de interarmónico.

Los principales métodos para la mitigación de los efectos de los interarmónicos son:

- Reducción del nivel de emisión.
- Reducción de sensibilidad de las cargas.
- Reducción del acoplamiento entre los equipos generadores de energía y las cargas.

La mitigación de interarmónicos, al igual que ocurría en el caso de los armónicos, se realizará mediante filtros pasivos, activos y transformadores de separación.

4.3. Análisis espectral.

4.3.1. Introducción.

Tras realizar posteriormente los diferentes ensayos con cada uno de los modelos, será necesario para poder medir la energía de las frecuencias armónicas o interarmónicas trabajar en el dominio de la frecuencia.

El dominio de la frecuencia es empleado con el objetivo de realizar análisis de funciones matemáticas o señales periódicas respecto a su frecuencia.

Un gráfico de frecuencia presenta las componentes de dicha señal según la frecuencia, lo cual se representa mediante un gráfico de bandas. Estas bandas representan la energía que posee la señal a la frecuencia correspondiente dependiendo de su altura.

Existen dos formas de realizar un análisis en frecuencia. La primera de ellas es mediante un analizador FFT, aplicando la transformada rápida de Fourier a una ventana o muestra de nuestra señal o mediante un filtrado digital.

En este proyecto la forma de realizar el análisis en frecuencia de las señales será mediante la transformada de Fourier.

4.3.2. Transformada de Fourier.

Tal y como se indicó anteriormente, el principal método para realizar el análisis espectral es la transformada de Fourier con el objetivo de poder trabajar en el dominio de la frecuencia. Esta se define como una transformación matemática empleada para transformar señales del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia y viceversa.

Teóricamente, el análisis espectral debe realizarse a lo largo de un intervalo de tiempo de $-\infty$ a $+\infty$



La señal a la que aplicar la transformada de Fourier y a la cual se la va a realizar el desarrollo en series de Fourier deberá ser periódica, aunque no necesariamente sinusoidal.

A la hora de realizar el análisis espectral, la herramienta SIMULINK/Matlab realizara la transformada de Fourier mediante el método FFT (Transformada Rápida de Fourier), el cual es una variante del método DFT (Transformada Discreta de Fourier).

Tanto la DFT como la FFT operan sobre un número finito de muestras y no en un intervalo ∞ , es decir, sobre una parte de la función temporal de la señal. Con el objetivo de minimizar las diferencias entre el espectro real y el espectro determinado por el análisis, éste debe de realizarse sobre una señal periódica [7], y la ventana sobre la que se realice el análisis debe contener un número entero de ciclos o periodos de la señal.

En este proyecto tras cada ensayo dispondremos de las señales mediante una función temporal (tanto de la tensión como de la corriente del estator del motor).

Será el propio Matlab quien a través del comando FFTDATA aplique el método óptimo para realizar la transformada y trabajar en el dominio de la frecuencia.

Las condiciones que deben cumplirse para poder aplicar una transformación DFT son:

- La señal de partida debe ser una señal periódica.
- Los armónicos e interarmónicos deben ser múltiplos de la frecuencia espectral.
- La frecuencia de muestreo deber menor que el doble de la mayor frecuencia de la señal (Teorema Nyquist-Shannon).
- La frecuencia de muestreo debe ser múltiplo de la frecuencia fundamental.

4.3.3. Ventana de medida.

Tal y como se explica en la norma [1], la forma de realizar un análisis espectral aplicando la transformada de Fourier es hacerlo de una parte o muestra de la señal.

Por lo tanto, se debe analizar una *ventana temporal*, la cual se define como el periodo de observación de una función temporal sobre la que se aplica la transformada de Fourier.

Esta ventana temporal tendrá una anchura o periodo T_n o T_w y una frecuencia de Fourier $f_F = \frac{1}{T_w}$.



Lo más recomendable a la hora de elegir o calcular una anchura de ventana T_w , es que esta sea el mínimo común múltiplo de todos los periodos que forman las ondas a diferentes frecuencias, y la frecuencia f_f el máximo común divisor de toda la composición de frecuencias.

Sin embargo, el empleo de esta metodología también conlleva el establecimiento de ciertos errores o fallos inevitables. El primero de ellos es que al analizar únicamente esta ventana temporal presumimos que toda la señal sigue el mismo patrón que esta ventana, es decir suponemos que es periódica.

También puede producirse el fenómeno conocido como fuga espectral, fenómeno que provoca que la energía a una frecuencia armónica se disperse hacia frecuencias próximas. De esta forma aparecen bandas de interarmónicos cerca de la frecuencia fundamental.

4.3.4. Resolución espectral

Uno de los aspectos de importancia a la hora de realizar un análisis espectral es el cálculo de la resolución espectral o frecuencia de separación entre bandas, la cual está íntimamente relacionada con el ancho de ventana y la frecuencia de Fourier.

Para calcular dicho periodo y frecuencia será necesario conocer todas las frecuencias que constituyen la señal. Puesto que en la práctica no vamos a poder conocer estas frecuencias, la forma de determinar el ancho de ventana será determinando el número de ciclos dependiendo de la frecuencia fundamental de la señal y la frecuencia de separación deseada en el análisis.

La resolución espectral se define mediante la ecuación 4.2.

$$res_espectral = \frac{f_1}{n^\circ \text{ de ciclos}}$$

Ecuación 4.2:Frecuencia de separación.

Y por lo tanto el ancho de ventana es:

$$T_w = \frac{1}{res_espectral}$$

Ecuación 4.3:Ancho de ventana.

Una de las ventajas de aumentar la resolución espectral se traduce en que hay una reducción de la fuga espectral, gracias a que mejora la diferenciación entre las bandas próximas a los armónicos. Por lo tanto, para lograr disminuir la fuga espectral bastara con aumentar la anchura de ventana T_w .



4.3.5. Tasa de distorsión armónica total.

La distorsión armónica total se puede definir como una forma de cuantificar cuanto se distorsiona la forma de onda de una señal eléctrica, ya sea aplicado a la tensión o la corriente.

Esta distorsión se produce en aquellos sistemas de corriente alterna, donde los armónicos son frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental del sistema (tal y como vimos en el apartado 4.2.1. y en donde la amplitud de estos armónicos decrece según aumenta el orden del armónico.

Esta distorsión se mide respecto al primer armónico o fundamental mediante la tasa denominada THD (Total Harmonic Distorsion), la cual se expresa en % pudiendo abarcar desde 0% hasta superar incluso el 100%.

Esta tasa puede ser aplicada tanto a tensión como a intensidades (THDV y THDI respectivamente).

Esta tasa queda definida mediante la ecuación 4.4. en donde es refleja como una relación entre el valor eficaz de todas las componentes armónicas hasta un orden previamente determinado y el valor eficaz del fundamental:

$$THD_{\gamma} = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} \left(\frac{\gamma_{H,h}}{\gamma_{H,h}} \right)^2}$$

Ecuación 4.4: Tasa de distorsión armónica



4.4. Tasas de distorsión.

4.4.1. Introducción.

Hasta el momento se ha hablado en apartados anteriores de conceptos teóricos a tener en cuenta y cuya existencia se debe conocer para poder realizar un análisis espectral.

En este apartado se va a realizar un repaso a las diferentes tasas que se calcularán en posteriores apartados, ya sean para la parte baja del dominio de la frecuencia como para la parte alta.

En aquellas tasas aplicadas a la parte baja del espectro solo se tendrán en cuenta los armónicos o interarmónicos que se encuentren por debajo de la frecuencia del 40º armónico.

Es decir, en aquellos casos en los que trabajemos con una frecuencia fundamental de 40Hz, la parte baja del dominio llegará hasta una frecuencia límite de $40 \times 40 \text{Hz} = 1.600 \text{Hz}$, para 50Hz llegará hasta los 2.000 Hz, y cuando trabajemos a 60Hz llegará hasta los 2.400Hz

A la hora de hablar de la parte alta de la frecuencia, se ha tomado la decisión de que las tasas centradas en esta zona del dominio espectral consideren, para hacer los cálculos pertinentes, los armónicos e interarmónicos con frecuencia igual o menos a los 20.000Hz

Otro de los parámetros esenciales a determinar será el ancho de ventana, el cual deberemos seleccionar correctamente para lograr obtener unos resultados coherentes.

El ancho de ventana dependerá en gran medida del número de ciclos o periodos que conste la ventana. Para determinar este valor debemos conocer el valor de la resolución espectral que deberá de tener nuestros ensayos.

Para realizar los ensayos se llevará a cabo un único análisis espectral sobre la señal a analizar, siendo éste de la máxima resolución necesaria. De las tasas de distorsión armónica calculadas la que requiere la mayor resolución es de 5Hz, por lo tanto, todos los análisis espectrales de todos los ensayos deberán tener una resolución espectral de 5Hz [1].

Ahora bien, aplicando la ecuación 4.3. el ancho de ventana en cada análisis será:

$$T_w = \frac{1}{res_espectral} = \frac{1}{5} = 0.2 \text{ s}$$



Por lo tanto, el ancho de ventana para todos los análisis será de 0.2 s con una resolución de 5Hz.

Combinando las ecuaciones 4.2. y 4.3 se puede deducir:

$$T_w = \frac{n^{\circ} \text{ de ciclos}}{f_1}$$

Por lo tanto, la ventana será de 8 periodos o ciclos en aquellos casos que trabajemos a 40Hz, 10 ciclos a 50Hz y 12 ciclos cuando lo hagamos a 60Hz.

En la tabla 4.2. se establecen los parámetros que hemos obtenido en este apartado para cada una de las frecuencias a la que vamos a trabajar.

Frecuencia fundamental (Hz)	Frecuencia limite (Hz)	Ciclos	Tw (s)
40	1600	8	2
50	2000	10	2
60	2400	12	2

Tabla 4.2: Parametros análisis espectral.

4.4.2. Tasa de distorsión armónica (THD LF)

Se trata de una tasa obtenida a partir de la relación entre la suma del valor eficaz de todas las componentes armónicas hasta un orden determinado y el valor eficaz de la componente fundamental [1].

Se trata de una tasa aplicada para las bajas frecuencias (Low Frequency), y, por lo tanto, las componentes armónicas a tener en cuenta serán desde el armónico de orden 2 hasta el 40.

$$THD_{LF} = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}=40} \left(\frac{\gamma_{H,h}}{\gamma_{H,1}} \right)^2}$$

Ecuación 4.5: Tasa de distorsión armónica Low.Freq.

$\gamma_{H,h}$ expresa el valor eficaz del armónico H de orden h mientras que $\gamma_{H,1}$ expresa el valor eficaz del armónico H de orden 1.



4.4.3. Tasa de distorsión interarmónica Low Freq (TIHD LF)

Al llegar a esta tasa surge el primer inconveniente, y es que no existe ninguna tasa presente en la norma la cual permita analizar la distorsión armónica, atendiendo únicamente a los interarmónicos. Por ello hemos decidido establecer a partir de lo visto en [7] una tasa que nos permita analizar el contenido interarmónico medido con una resolución de 5Hz.

Para realizar el cálculo de esta tasa se relacionará la suma de los valores eficaces de todos los interarmónicos hasta el orden de baja frecuencia determinado y normalizado respecto al valor eficaz de la componente fundamental.

Para realizar los cálculos pertinentes se debe definir el número N de barras espectrales existentes entre dos armónicos consecutivos, el cual coincide con el número de periodos del fundamental contenido en la ventana de muestreo.

$$N = \text{ciclos} = T_w \cdot f_1 = \frac{f_1}{\text{res_espectral}}$$

Figura 4.4: Nº de interarmónicos entre dos armónicos.

Por ejemplo, cuando trabajemos con una frecuencia fundamental de 50 Hz $N = \frac{50}{5} = 10$, conteniendo 10 barras espectrales espaciadas 5Hz entre 50 y 100Hz, entre 100 y 150Hz....

Por lo tanto, esta tasa se calculará de la siguiente forma:

$$TIHD_{LF} = \sqrt{\sum_{K=1}^{K=40 \cdot N} \left(\frac{\gamma_{C,K}}{\gamma_{H,1}} \right)^2} \quad K \neq p \cdot N, p = 1,2,3 \dots$$

Ecuación 4.6: Tasa de distorsión interarmónica Low Freq.

$\gamma_{C,K}$ hace referencia al valor eficaz de la barra espectral C de orden K.



4.4.4. Tasa de distorsión armónicas e interarmónicas Low Freq (THIHD LF)

Para realizar el cálculo se deberá tener en cuenta tanto los armónicos como los interarmónicos, siendo la relación entre la suma del valor eficaz los armónicos e interarmónicos desde el armónico de orden 2 hasta el armónico de orden 40, dividido entre el valor eficaz del fundamental.

$$THIHD_{LF} = \sqrt{\sum_{K=1}^{K=40 \cdot N} \left(\frac{\gamma_{C,K}}{\gamma_{H,1}} \right)^2}$$

Ecuación 4.7: Tasa de distorsión armónicas e interarmónicas Low Freq.

Se puede obtener esta tasa como suma de los cuadrados de las dos anteriores:

$$THIHD_{LF}^2 = THD_{LF}^2 + TIHD_{LF}^2$$

Ecuación 4.8: Relación entre tasas de baja frecuencia.

4.4.5. Tasa de distorsión armónicas e interarmónicas High Freq (THIHD HF)

Atendiendo a lo dictado por la norma, no existe ninguna tasa mediante la cual podamos valorar la distorsión armónica en la parte alta del espectro armónico, es decir a partir del armónico 40°.

En esta ocasión, esta tasa será extraída de [11].

Por ello se proponen 2 tasas (esta y la siguiente) con el objetivo de poder realizar estas mediciones que engloben las frecuencias de la parte alta del espectro hasta los 20.000 Hz.

En el caso que nos atañe ahora, se ha propuesto una tasa en la cual se consideren armónicos e interarmónicos comprendidos entre la frecuencia inmediatamente superior al 40° armónico hasta la frecuencia límite de la parte alta (barra espectral de orden $k_{max}=4000$, correspondiente a los 20.000Hz antes citados).

Se describe según la ecuación 4.9.

$$THIHD_{HF} = \sqrt{\sum_{K=(40N+1)}^{K=K_{max}} \left(\frac{\gamma_{C,K}}{\gamma_{H,1}} \right)^2}$$

Ecuación 4.9: Tasa de distorsión armónicas e interarmónicas High Freq.



4.4.6. Tasa de distorsión armónicas e interarmónicas total (THIHD LF HF)

Ésta es la última de las tasas que obtendremos al realizar el análisis armónico, siendo la segunda de las tasas de las que hablábamos en el apartado 4.4.5. para evaluar la distorsión es la parte alta del espectro.

En esta ocasión se calculará como la relación existente entre la suma de los valores eficaces de armónicos e interarmónicos desde el armónico de orden 2, hasta el armónico situado en 20000Hz, todo ello dividido entre el valor eficaz del fundamental, tal y como se puede ver en la ecuación 4.10.

$$THIHD_LF_HF = \sqrt{\sum_{K=2}^{K=K_{max}} \left(\frac{\gamma_{C,K}}{\gamma_{H,1}} \right)^2}$$

Ecuación 4.10:Tasa de distorsión armónica e interarmónica total.

En esta ocasión, al igual que ocurría en la tasa anterior, $k_{max}=4000$, refiriéndose al orden de la barra espectral situada en 20.000Hz

Por otra parte, al igual que ocurría con la tasa de armónicas e interarmónicas Low. Freq. La THIHD_LF_HF se puede expresar como suma de otras dos tasas, tal y como se expresa en la ecuación 4.11.

$$THIHD_LF_HF^2 = THIHD_LF^2 + THIHD_HF^2$$

Ecuación 4.11:Relacion entre tasas de armónicas e interarmónicas.



5. SIMULACION Y RESULTADOS

5.1. Introducción.

En el siguiente apartado se explicarán los procedimientos llevados a cabo para la realización del proyecto, desarrollando una descripción de los modelos de simulación, la presentación de los resultados obtenidos y la comparación entre estos datos recabados.

Se presenta por lo tanto en la tabla 5.1. un plan de ensayos-simulaciones con las variables empleadas

Variable	Valores
Tipo de motor	Sano: Motor a plenas facultades
	Roto: Motor asíncrono con barras del rotor rotas
Tipo de modulación	SPWM: Modulación basada en portadora (PWM senoidal)
	SVPWM: Modulación basada en el espacio de vectores.
Carga aplicada	Baja: funcionamiento con un deslizamiento de aproximadamente 0.3%
	Alta: funcionamiento con un deslizamiento de aproximadamente 5-7%
Frecuencia fundamental	40 Hz
	50 Hz
	60 Hz
Frecuencia de conmutación	4 KHz
	6 KHz

Tabla 5.1: Variables empleadas en las simulaciones.

En total se realizarán 48 ensayos, cuyos resultados serán presentados en las tablas 5.6 y 5.7, situadas en los apartados 5.3.2. y 5.3.3. De todos estos ensayos 24 corresponderán para el caso del motor sano mientras que los otros 24 ensayos corresponden a los ensayos realizados sobre el motor roto.

5.2. Modelo de simulación.

5.2.1. Introducción.

Una vez he tratado los aspectos teóricos de importancia que repercutirán de mayor medida en el proyecto, trataré de hablar en este apartado de los modelos o archivos realizados para poder llevar a cabo las simulaciones de los diferentes ensayos cuyos resultados se analizarán posteriormente.

Para realizar estos modelos el simulador empleado mediante el cual he realizado los diversos esquemas eléctricos es el software SIMULINK/MATLAB. Estos modelos estarán diferenciados por el tipo de modulación y el nivel de carga a la salida del inversor.

Por lo tanto, los 4 modelos esquemas realizados serán los siguientes: modulación SPWM con motor sano, modulación SPWM con motor roto, modulación SVPWM con motor sano y modulación SVPWM con motor roto.

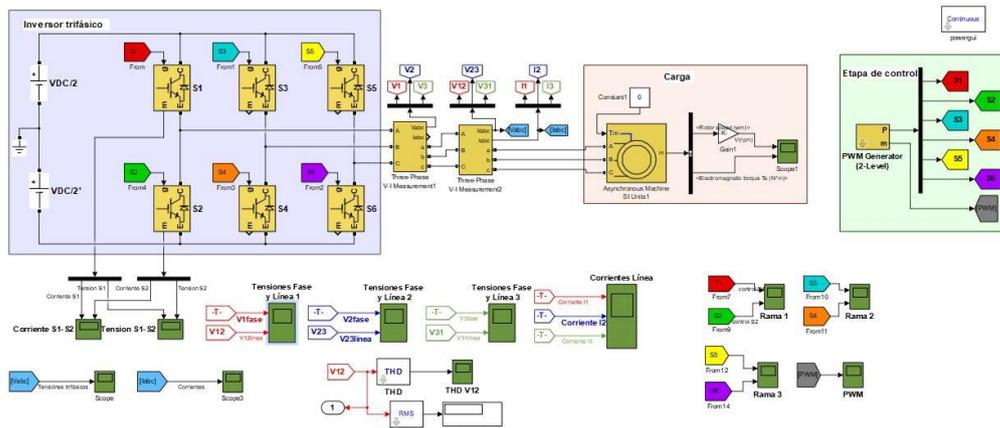


Figura 5.1: Modelo inversor trifásico con control SPWM y motor sano.

Como puede apreciarse el modelo de simulación consta de 4 partes diferenciadas, una etapa de control en la que se establecerán las señales de activación de los semiconductores del inversor, un inversor trifásico el cual convertirá una corriente continua en alterna, la carga, formada por un motor asíncrono o de inducción y por último los medidores y visualizadores de las señales.



5.2.2. Etapa de control.

En este subbloque del sistema se realizará la modulación, es decir se encargará de generarán las señales que controlarán los semiconductores de potencia.

Dependiendo del tipo de modulación empleado, este subbloque empleará un bloque generador de señales diferente. En una ocasión para realizar una modulación SPWM y en otra una modulación SVPWM.

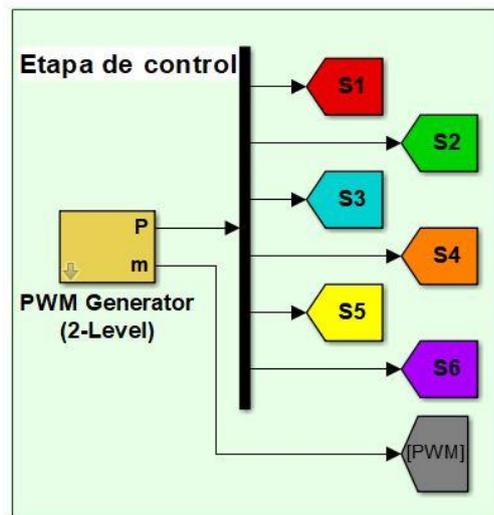


Figura 5.2:Control SPWM

El bloque PWM Generator realiza internamente una comparación entre la señal de referencia y la señal portadora. En nuestro caso las frecuencias de estas señales variarán dependiendo del ensayo que se realice en cada caso.

Por ejemplo, la frecuencia de la señal moduladora podrá valer 40, 50 o 60 Hz, mientras que la frecuencia de la señal portadora variará entre 4KHz y 6KHz.

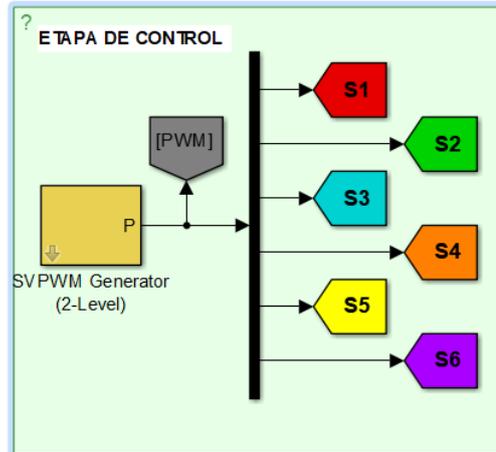


Figura 5.3:Control SVPWM

En el caso de emplear el bloque “SVPWM generator”, se realizará una modulación empleando la técnica espacio vectorial.

Las frecuencias seleccionadas serán las mismas que las anteriormente indicadas, 40, 50 y 60 Hz para la señal de salida y 4KHz y 6KHz para las señales de los semiconductores.

5.2.3. Inversor trifásico.

El siguiente elemento por analizar es el inversor trifásico, el cual constará de 2 fuentes de alimentación, una tierra y seis IGBT con diodo antiparalelo incorporado, formando 3 ramas en paralelo con 2 semiconductores por cada rama, configurando así un inversor trifásico en puente completo, tal y como puede verse en la Figura 5.4.

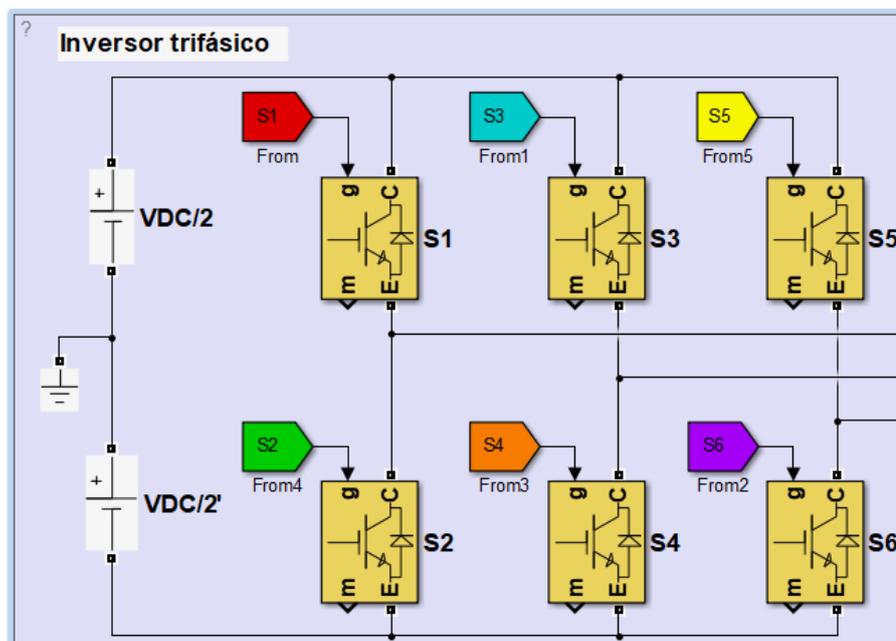


Figura 5.4:Inversor trifásico en puente



Además, el bloque inversor consta de 6 señales S1, S2, S3, S4, S5 y S6 las cuales proceden del bloque de la etapa de control, y son las encargadas de determinar el estado de los semiconductores para poder realizar el PWM correctamente.

Por último, se debe determinar el valor de las fuentes de alimentación situadas a la entrada, cuyos valores dependerán de la tensión que necesitará la carga a la salida del inversor y del tipo de modulación empleado.

a) Modulación SPWM.

La tensión a la salida del inversor se determina por la ecuación 5.1.

$$V_{Sal} = \sqrt{3} \cdot m_a \cdot \frac{V_{DC}}{2}$$

Ecuación 5.1: Tension de salida del inversor al emplear modulación SPWM.

En donde V_{Sal} es la tensión de salida y la tensión necesaria por la carga, que en nuestro caso serán 220 V_{rms} . En cuanto a la variable m_a representa el índice de modulación de amplitud, el cual tiene un valor de 0.85.

Por lo tanto, si despejamos el valor de las semibaterias:

$$\frac{V_{DC}}{2} = \frac{V_{Sal}}{\sqrt{3} \cdot m_a} = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3} \cdot 0.85} = 211.32 \approx 210V$$

Se presenta a continuación unas figuras mostrando tanto la tensión de línea y de fase como la corriente a la salida del inversor en el caso de emplear una modulación SPWM, 50 Hz de frecuencia fundamental, frecuencia fundamental de 4KHz, carga alta y un motor sano.

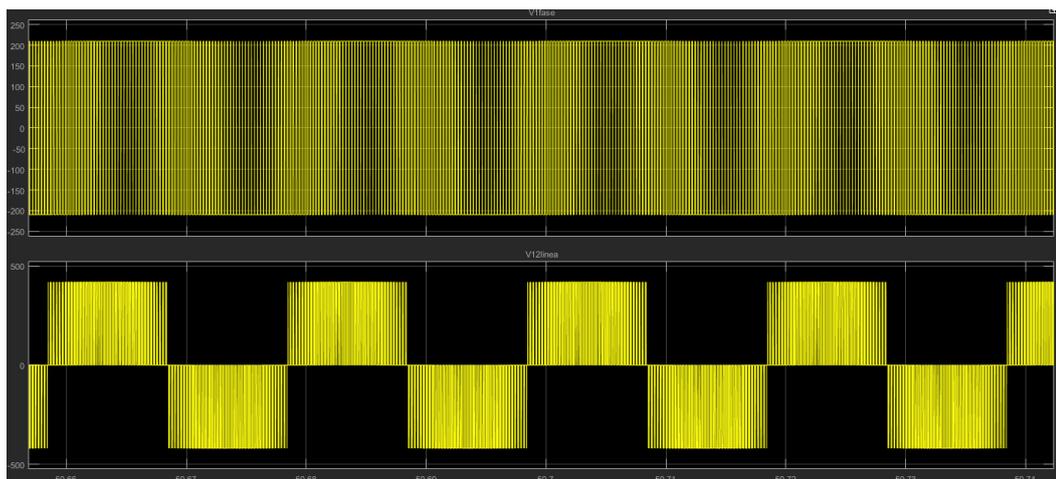


Figura 5.5: Tensión a la salida del inversor con modulación SPWM.

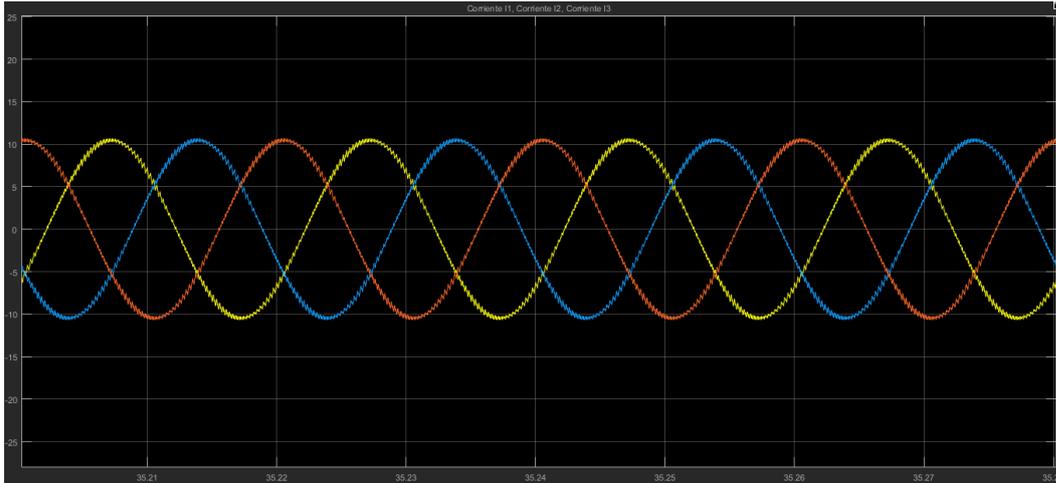


Figura 5.6: Corriente a la salida del inversor con modulación SPWM.

b) Modulación SVPWM.

La tensión a la salida del inversor se determina por la ecuación 5.2.

$$V_{Sal} = \sqrt{3} \cdot m_a \cdot \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$$

Ecuación 5.2: Tensión de salida del inversor al emplear modulación SVPWM.

En el caso de emplear la modulación SVPWM, si se emplean las mismas semibaterías, la tensión a la salida del inversor será algo mayor que la tensión que requiere nuestra carga, obteniendo así una tensión de salida $252 V_{rms}$.

Por lo tanto, para ajustar la tensión de salida del inversor a los $220 V_{rms}$ que necesita la carga, la tensión a la entrada será:

$$V_{DC} = \frac{V_{Sal} \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{3} \cdot m_a} = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{0.85} = 366.03 V$$

$$\frac{V_{DC}}{2} = \frac{366.03}{2} = 183.01 \approx 185 V$$

Al igual que se hizo en el caso anterior se presentan diferentes figuras mostrando tanto la tensión de línea y de fase como la corriente a la salida del inversor empleando en este caso una modulación SVPWM, 50 Hz de frecuencia fundamental, frecuencia fundamental de 4KHz, carga alta y un motor sano.

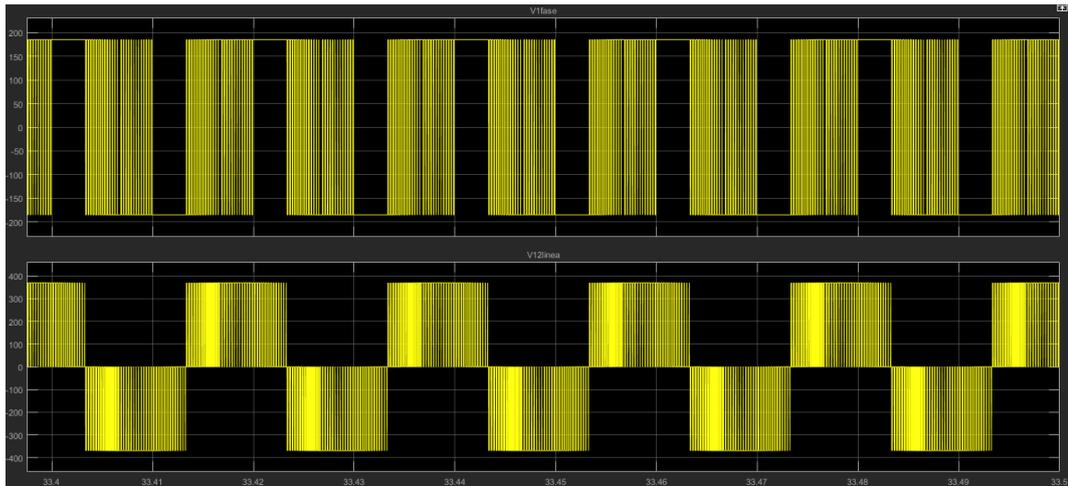


Figura 5.7: Tensión a la salida del inversor con modulación SVPWM.

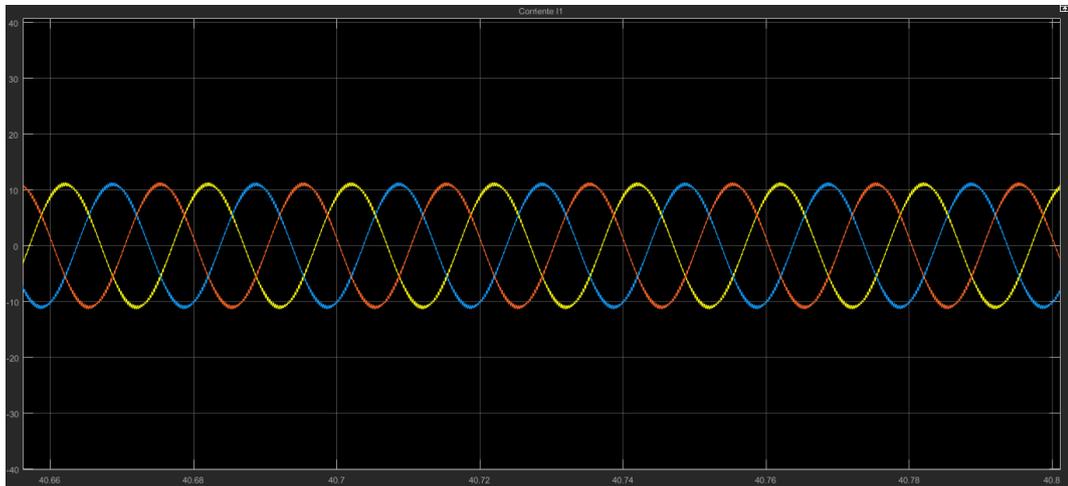


Figura 5.8: Corriente a la salida del inversor con modulación SVPWM.

5.2.4. Carga

La carga que debe ser alimentada por el inversor trifásico será en nuestro caso un motor asíncrono, de cuyas principales características ya hemos hablado de forma más extendida en el apartado 3. Motores de inducción.

a) Motor sano.

Para poder implementar el modelo de simulación de un motor de inducción en SIMULINK lo he realizado mediante el bloque *Asynchronous Machine SI Units* tal y como puede verse en la Figura 5.5., el cual se puede encontrar en la librería *Simscape/ SimPowerSystems/ SpecializedTechnology/ FundamentalBlocks/ Machines*.

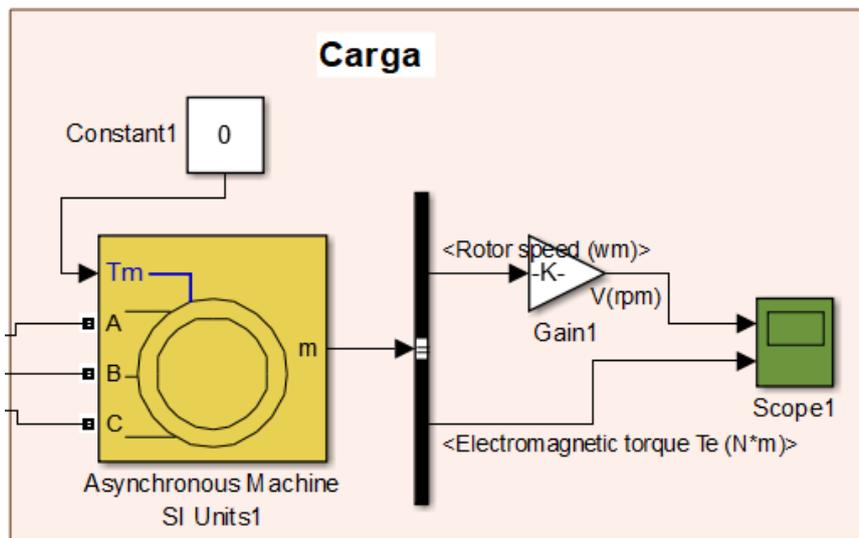


Figura 5.9: Bloque Motor Asíncrono

Dentro de este bloque se podrá establecer los principales parámetros de un motor de inducción, como por ejemplo la potencia nominal, tensión de línea eficaz, la frecuencia de trabajo, así como las diferentes resistencias e inductancias del rotor y el estator.

En el modelo realizado los parámetros del motor empleado son:

$P_n=1875 \text{ VA}$	$V_n=220 \text{ Vrms}$
$F_n=50 \text{ Hz}$	$J=0.2 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$
$F=0.005879 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$	$P=2$
$R_s=1.1414 \text{ }\Omega$	$L_{ls}=0.006359 \text{ H}$
$R_r'=0.947 \text{ }\Omega$	$L_{lr}'=0.006359 \text{ H}$
$L_m=0.1 \text{ H}$	

Tabla 5.2: Parámetros motor empleado



Además, el bloque de maquina asíncrona dispondrá de una entrada desde la cual se puede determinar el par mecánico que debe de vencer el motor, lo cual nos permitirá establecer la carga dependiendo del ensayo.

Para poder llegar a este modelo de motor asíncrono se han seguido los pasos descritos por [17].

b) Motor roto.

Otro de los aspectos de importancia en cuanto a lo que la carga se refiere es el hecho de ver la respuesta del sistema ante motores que presenten fallos o roturas en sus mecanismos.

Puesto que no disponemos de un motor roto real, el procedimiento a seguir será modelar un motor, el cual presente un fallo por barras rotas. Para ello he seguido el modelo planteado en [18].

En este artículo se explica que la simulación de un modelo con barras rotas consiste en un motor asíncrono con rotor bobinado, un módulo de control de velocidad de frecuencia variable y tres resistencias externas $R_a=0\Omega$, $R_b=0.5-2\Omega$ y $R_c=0\Omega$, pudiendo simular el fallo del motor en diferente grado con las diferentes combinaciones de las resistencias externas.

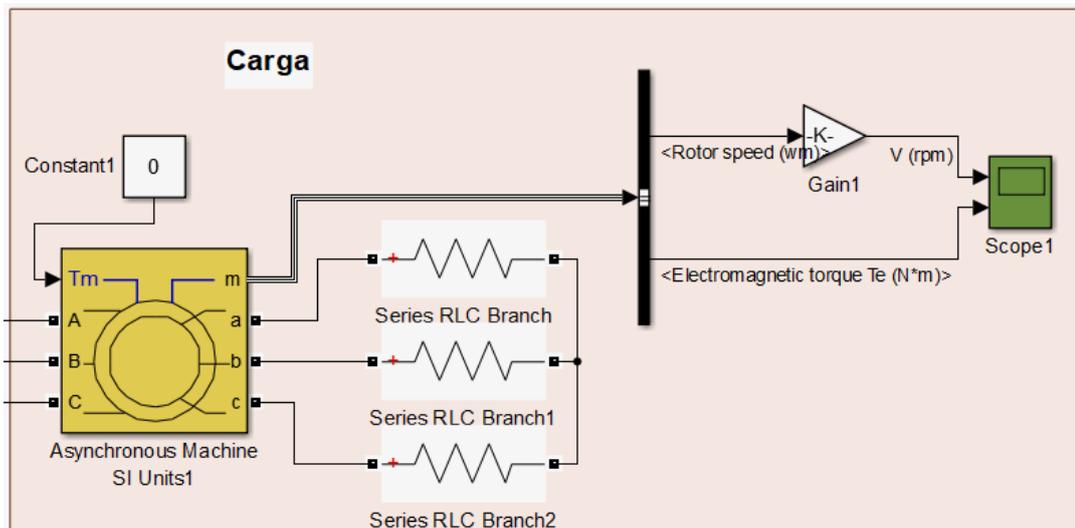


Figura 5.10:Modelo barras rotas.

Gracias a los ensayos vistos en [18] se conoce que los fallos presentes en motores por barras rotas crean anomalías en el campo magnético del entrehierro, los cuales originan componentes armónicos como bandas laterales alrededor de la frecuencia fundamental y de algunos de sus múltiplos o armónicos, siendo normalmente las bandas laterales inferiores de mayor amplitud que las superiores.



Esta técnica para la detección de fallos por barras rotas basada en el análisis armónico del espectro de la intensidad del estator es conocido como MCSA (Motor Current Signature Analysis),

Las frecuencias en las que producen estas bandas laterales están determinadas por la ecuación 5.3.

$$f_{brb} = f_1(K \pm 2ns)$$

Ecuación 5.3: Frecuencia de aparición de bandas laterales en fallo por barras rotas.

En donde f_1 es la frecuencia fundamental, $K= 1,5,7,11...$ representando el orden del armónico de la corriente del estátor, $n=0,1,2,3...$ y s es el deslizamiento.

Destacando sobre todo las bandas laterales alrededor de los armónicos de orden 1° , 5° , 7° y 11° .

En el artículo [18] se realizan diferentes pruebas variando la resistencia R_b , llegando a la conclusión de que tanto la amplitud de las bandas laterales antes citadas, como su frecuencia aumentan con el incremento de esta resistencia R_b .

Para comprobar que realmente se produce este fenómeno he realizado diversos ensayos, empleando el modelo de rotor bobinado, variando el valor la resistencia R_b y realizando un análisis del contenido armónico.

Se presenta a continuación una tabla donde se muestran tanto la frecuencia como la amplitud de las bandas laterales para un ensayo empleando modulación SPWM con un armónico fundamental en 50 Hz y trabajando a 4KHz de conmutación en donde se ha ido variando la resistencia empleada:

Bandas laterales	Rb= 0,5		Rb= 1		Rb= 2		Rb= 3	
	s= 5,33		s= 5,86		s= 6,667		s= 7,2	
	frecuencia	amplitud	frecuencia	amplitud	frecuencia	amplitud	frecuencia	amplitud
50(1-2·3·s)	34,01	0	32,42	0	30	0,004675	28,4	0,004734
50(1-2·2·s)	39,4	0,0101024	38,3	0,05079	36,7	0,1196	35,6	0,11835
50(1-2·s)	44,7	0,74206	44,1	1,14698	43,3	1,814	42,8	3,2
50(1+2·s)	55,3	0,05969	55,9	0,07018	56,7	0,082	57,2	1,37
50(1+2·2·s)	60,6	0,0151762	61,7	0,00369	63,4	0,0037404	64,4	0,0037872
50(1+2·3·s)	65,99	0	67,58	0	70	0,0028053	71,6	-

Tabla 5.3: Bandas laterales motor roto

Tal y como se vio en la ecuación 5.3., dependiendo del valor de la variable n aparecerían diversas bandas laterales en torno al fundamental, aunque estas serán de menor amplitud según estas bandas se alejen de esta frecuencia.



Es también remarcable el hecho de que se cumple que la amplitud de estas bandas aumenta según aumentamos el valor de la resistencia R_b , pasando, por ejemplo, de 0.742 con $R_b=0.5\Omega$, 1.147 con $R_b=1\Omega$, 1.814 con $R_b=2\Omega$ y 3.2 con $R_b=3\Omega$.

También se refleja el hecho de que las bandas laterales inferiores son de mayor amplitud que las bandas superiores, por lo que podemos determinar que el modelo de barras rotas es válido para realizar las simulaciones posteriores.



5.3. Análisis de señales.

5.3.1. Extracción de datos.

En este apartado se explicarán los pasos a seguir para poder obtener los datos necesarios y así poder realizar el análisis armónico, obteniendo de esta forma las tasas de distorsión.

Para realizar este procedimiento se han seguido los pasos indicados en [12].

Las señales cuyas tasas se van a analizar son las tensiones de línea de alimentación al motor de inducción y la corriente del estator.

En primer lugar, se deberá de guardar en el workspace aquellas señales que deseemos analizar.

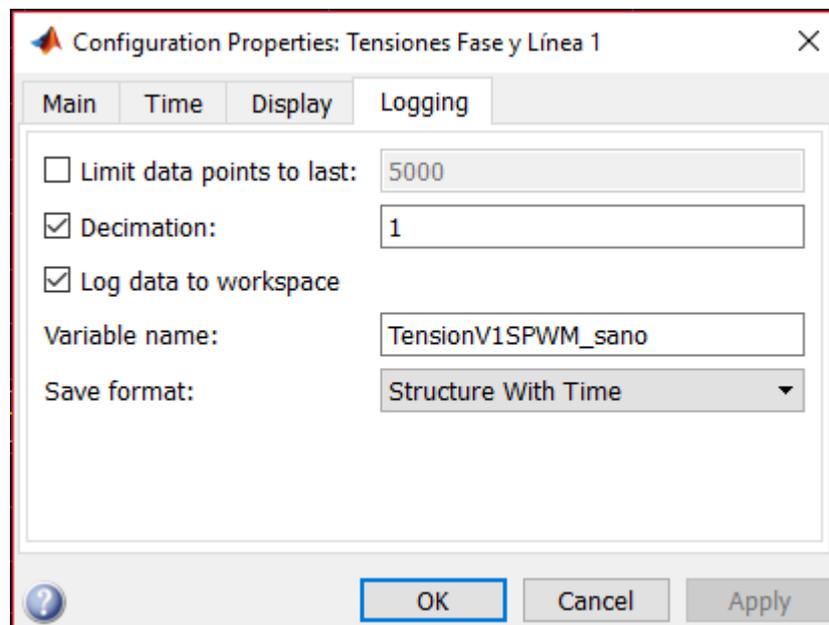


Figura 5.11: Configuración señal en el workspace

A continuación, tras guardar las señales en el workspace como variables, para poder realizar la transformada rápida de Fourier y efectuar el análisis espectral utilizaré el comando `power_fftscope`, el cual abre el cuadro de dialogo de la herramienta de análisis FFT para realizar el análisis de Fourier.

`FFTDATA = power_fftscope(ScopeData)` devuelve los resultados de FFT para la señal guardada en `ScopeData`, siendo `FFTDATA` una estructura del workspace con los siguientes campos:



Campo	Descripción
Time	El vector de tiempo de la señal de datos de simulación guardada en la variable ScopeData.
Signals	Las señales guardadas en la variable ScopeData.
BlockName	El nombre del bloque de alcance asociado a la variable ScopeData.
Input	La señal de entrada de la variable de datos de simulación seleccionada.
signal	El índice de la señal de entrada seleccionada especificada por el campo de entrada.
startTime	La hora de inicio de la ventana FFT.
Cycles	El número de ciclos de la ventana FFT.
fundamental	La frecuencia fundamental de la señal analizada.
maxFrequency	La frecuencia máxima evaluada por el análisis FFT.
THDmaxFrequency	La frecuencia máxima para el cálculo de THD.
FFTdata	La señal analizada (datos de ventana FFT).
THDbase	La base utilizada para calcular el THD. Se establece en "fund" para normalizar el THD con respecto al valor fundamental.
freqAxis	El tipo de eje de frecuencia, en hercios o en orden armónico, de la gráfica de análisis FFT.
mag	La magnitud calculada de FFT.
phase	La fase computada de la FFT
freq	El vector de frecuencia
THD	La distorsión armónica total calculada para la señal analizada. El cálculo de THD incluye todos los interarmónicos de la señal de entrada seleccionada.
samplingTime	Devuelve el tiempo de muestreo de la señal de entrada seleccionada.
samplePerCycle	Devuelve el número de muestras por ciclo de la señal de entrada seleccionada.
DCcomponent	Devuelve el valor de componente de CC de la señal de entrada seleccionada.
magFundamental	Devuelve el valor del componente fundamental de la señal de entrada seleccionada.

Tabla 5.4:Campos estructura FFTDATA



Modificando el valor del campo cycles y el campo fundamental se modificará la ventana FFT y por lo tanto se modificarán las frecuencias a las que se obtiene la transformada. Como ya se dijo en el apartado 4.2, cuando trabajemos con una frecuencia fundamental de 40 Hz se emplearán 8 ciclos en la ventana de muestreo, con 50 Hz 10 ciclos y con 60 Hz 12 ciclos, para así trabajar en todos los casos con una FFT de 5 Hz de resolución.

El otro campo de relevancia es el campo maxFrequency, el cual estableceremos en 20001 Hz, puesto que las tasas contempladas de la parte alta del espectro armónico, tal y como se indicó en el apartado 4.3. Llegarán como máximo a dichas frecuencias.

Una vez establecidos los valores de estos campos los datos que realmente nos resultan de importancia son los contenidos en el campo mag, el cual contendrá una tabla de datos con una columna y 4001 datos, los correspondientes a la magnitud o amplitud de cada una de las frecuencias analizadas.

Por último, empleando una hoja de cálculo, realizare los cálculos permitentes con estos datos para obtener todas las tasas de interés citadas en el apartado 4.3. Tasas de distorsión.

5.3.2. Análisis motor sano.

Tras explicar los pasos a seguir para conseguir los datos necesarios para realizar el análisis armónico en este apartado se procederá a mostrar los resultados obtenidos de los diferentes ensayos realizados.

El número de ficheros generados tanto en esta ocasión, como en el análisis para un motor con fallo por barras rotas será grande, esto debido al amplio número de variables disponibles en los modelos para realizar modificaciones como son la frecuencia de salida, la frecuencia de conmutación, tipo de modulación y carga baja o alta del motor. Esto añadido al hecho de que por cada ensayo se deberán extraer las tasas tanto de la tensión de línea de alimentación como de la corriente del estator.

En la tabla 5.5. se explica la nomenclatura empleada en los resultados:

Control	SPWM o SVPWM
Frecuencia de salida	Frecuencia a la salida del inversor.
Frecuencia de Conmutación (KHz)	Frecuencia de conmutación de Los polos de potencia del inversor.
Carga par-motor	Carga baja o alta.
Vfundrms(V)	Tensión eficaz del armónico fundamental.
ILINEA	Valor de la intensidad de línea.



V(rpm)	Velocidad del motor.
s (%)	Deslizamiento del motor.
THDV_LF	Tasa de distorsión armónica de tensión en baja frecuencia (Armónicos del 2º al 40º).
THIHDV_LF_HF	Tasa de distorsión armónica total de tensión (armónicas e interarmónicas hasta 20KHz).
THIHDV_HF	Tasa de distorsión armónica High Freq de tensión (armónicas e interarmónicas solo de la parte alta).
THIHDV_LF	Tasa de distorsión armónica de tensión Low Freq (armónicas e interarmónicas hasta 40x F_{1Hz}).
TIHDV_LF	Tasa de distorsión interarmónica de tensión de (solo interarmónicos de la parte baja hasta 40x F_{1Hz})
THDI_LF	Tasa de distorsión armónica de corriente en baja frecuencia (Armónicos del 2º al 40º).
THIHDI_LF_HF	Tasa de distorsión armónica de corriente (armónicas e interarmónicas hasta 20KHz).
THIHDI_HF	Tasa de distorsión armónica High Freq de corriente (armónicas e interarmónicas solo de la parte alta).
THIHDI_LF	Tasa de distorsión armónica de corriente (armónicas e interarmónicas solo de la parte baja).
TIHDI_LF	Tasa de distorsión interarmónica de corriente de (solo interarmónicos de la parte baja hasta 40x F_{1Hz})

Tabla 5.5:Nomenclatura de resultados



Simulación	Control	Frecuencia de salida	F.comutación(KHz)	Carga par-motor	Vfundrms (V)	ILINEA	Carga (N·m)	V(rpm)	s (deslizamiento)	THDV_LF	THIHDV_LF_HF	THIHDV_HF	THIHDV_LF	THDV_LF	THDI_LF	THIHDV_LF_HF	THIHDV_HF	THIHDV_LF	THDI_LF
1	SPWM	40	4	Baja	177,991	6,667	0	1197	0,25	1,380	125,334	125,274	3,855	3,559	0,087	4,215	4,216	0,090	0,022
2	SPWM	40	4	Alta	178,159	13,534	20	1115	7,08	1,134	124,920	124,860	3,876	3,707	0,044	2,077	2,077	0,044	0,008
3	SPWM	40	6	Baja	178,310	6,667	0	1197	0,25	0,862	119,758	119,715	3,219	3,102	0,039	2,783	2,783	0,043	0,017
4	SPWM	40	6	Alta	178,370	13,530	20	1115	7,08	0,949	119,893	119,835	3,722	3,523	0,020	1,371	1,371	0,024	0,013
5	SPWM	50	4	Baja	179,800	5,350	0	1495	0,33	0,651	124,686	124,604	4,243	4,193	0,138	5,251	5,250	0,141	0,029
6	SPWM	50	4	Alta	178,640	10,460	12	1421	5,27	0,637	124,590	124,505	4,386	4,340	0,070	2,686	2,685	0,071	0,015
7	SPWM	50	6	Baja	178,619	5,354	0	1495	0,33	0,955	119,596	119,538	3,579	3,449	0,061	3,466	3,466	0,063	0,014
8	SPWM	50	6	Alta	178,450	10,465	12	1421	5,27	0,599	119,840	119,763	4,045	4,001	0,031	1,773	1,773	0,032	0,008
9	SPWM	60	4	Baja	178,271	4,515	0	1791	0,50	1,085	125,021	124,940	3,847	4,305	0,197	6,232	6,229	0,200	0,032
10	SPWM	60	4	Alta	179,017	8,767	8	1721	4,39	1,35	124,176	124,081	4,121	4,758	0,101	3,208	3,207	0,102	0,007
11	SPWM	60	6	Baja	178,506	4,513	0	1791	0,50	0,533	120,136	120,945	3,999	3,958	0,087	4,113	4,112	0,090	0,022
12	SPWM	60	6	Alta	178,550	8,766	8	1721	4,39	0,436	119,696	119,622	4,133	4,110	0,046	2,118	2,117	0,048	0,015
13	SVPWM	40	4	Baja	181,880	6,792	0	1198	0,17	34,172	99,067	92,921	34,350	3,412	0,104	4,299	4,298	0,112	0,042
14	SVPWM	40	4	Alta	181,494	12,288	18	1128	6,00	34,329	99,550	93,359	34,559	3,919	0,057	2,377	2,376	0,065	0,031
15	SVPWM	40	6	Baja	181,530	6,783	0	1198	0,17	34,120	96,827	90,546	34,305	3,515	0,057	2,857	2,856	0,057	0,015
16	SVPWM	40	6	Alta	181,598	12,286	18	1128	6,00	34,162	96,957	90,668	34,352	3,605	0,032	1,578	1,577	0,033	0,009
17	SVPWM	50	4	Baja	181,244	5,458	0	1495	0,33	35,553	99,685	93,283	34,607	4,607	0,158	5,353	5,351	0,161	0,047
18	SVPWM	50	4	Alta	181,565	11,018	13	1417	5,53	35,182	99,407	93,121	35,452	4,367	0,076	2,652	2,651	0,079	0,028
19	SVPWM	50	6	Baja	181,589	5,447	0	1495	0,33	35,148	96,786	90,434	35,345	3,725	0,090	3,560	3,559	0,091	0,016



20	SVPWM	50	6	Alta	181,600	11,017	13	1417	5,53	34,981	96,764	90,467	35,184	3,771	0,045	1,760	1,760	0,046	0,011
21	SVPWM	60	4	Baja	181,891	4,586	0	1792	0,44	34,030	98,979	92,542	34,366	4,795	0,325	6,452	6,371	0,422	0,085
22	SVPWM	60	4	Alta	181,738	8,671	8	1724	4,22	34,448	99,249	92,671	34,783	4,814	0,184	3,413	3,369	0,222	0,031
23	SVPWM	60	6	Baja	181,576	4,592	0	1792	0,44	34,261	96,749	90,391	34,485	3,922	0,098	4,224	4,223	0,101	0,024
24	SVPWM	60	6	Alta	181,433	8,671	8	1724	4,22	34,240	96,907	90,541	34,464	3,920	0,054	2,237	2,236	0,568	0,018

Tabla 5.6: Resultados motor sano



Antes de realizar la comparación de las tasas de distorsión se mostrarán algunas figuras del espectro armónico de uno de los ensayos presentados en la tabla 5.6.

Los espectros corresponderán a un ensayo realizado a $f_{\text{fundamental}}=50\text{Hz}$, $f_{\text{conmutación}}=4\text{KHz}$, carga alta, y empleando ambos tipos de modulación.

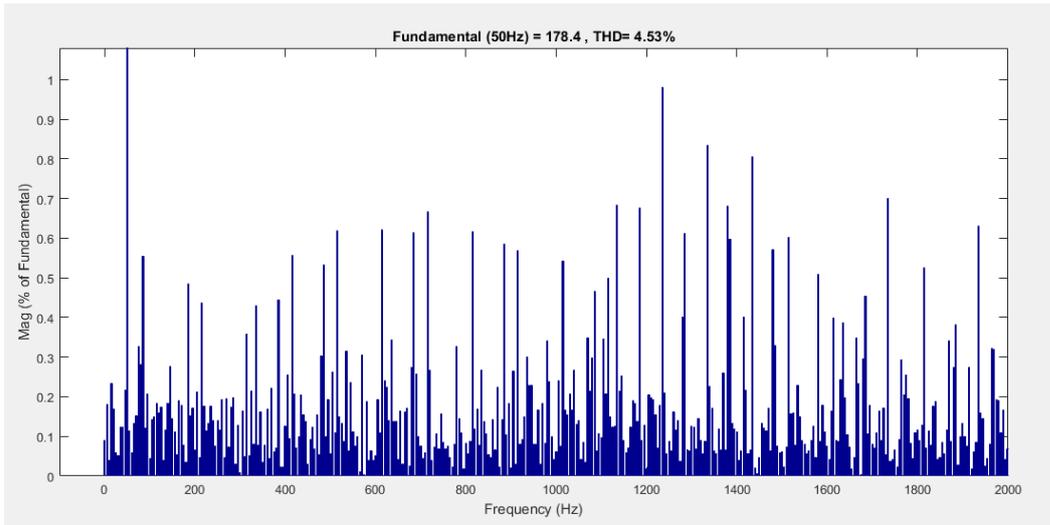


Figura 5.12: Espectro armónico parte baja de tensión SPWM.

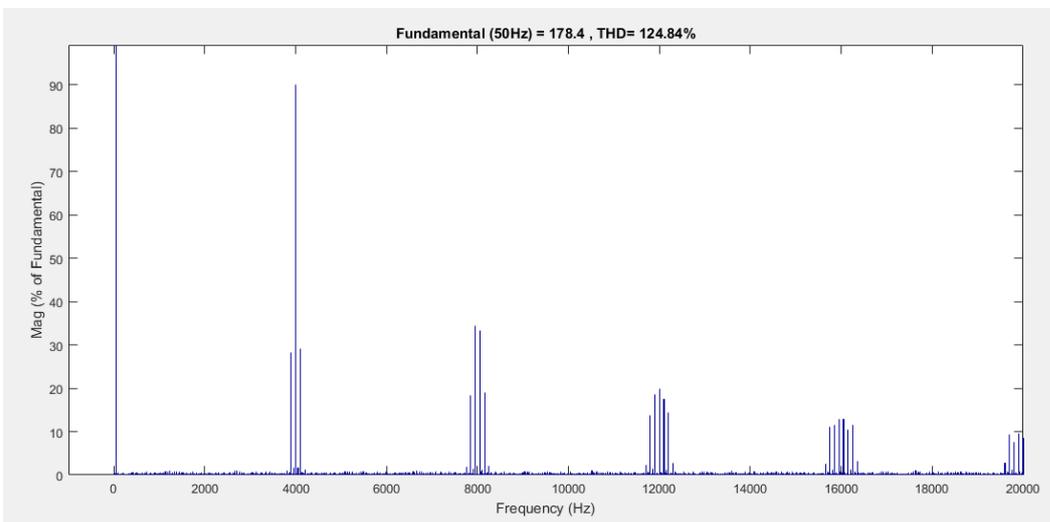


Figura 5.13: Espectro armónico total de tensión SPWM.

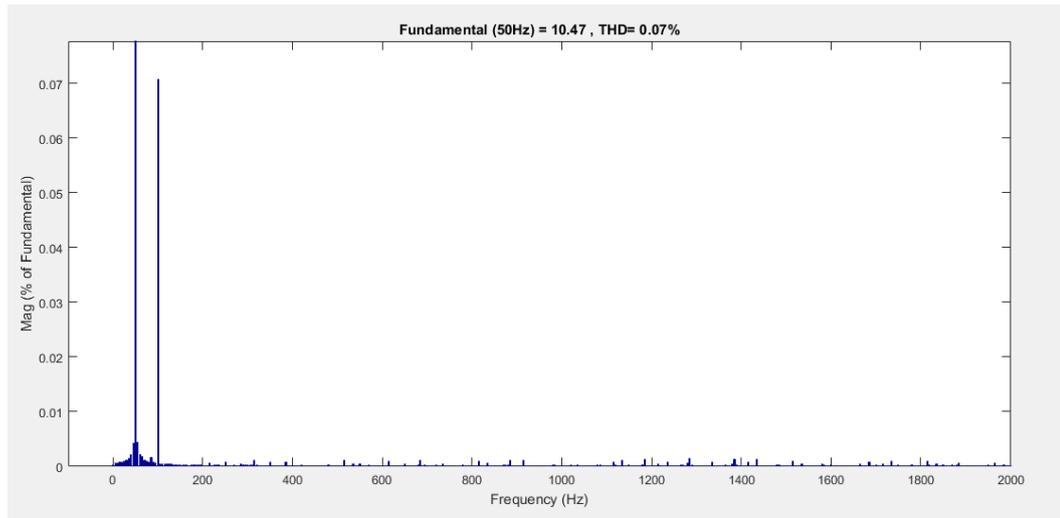


Figura 5.14:Espectro armónico parte baja de corriente SPWM.

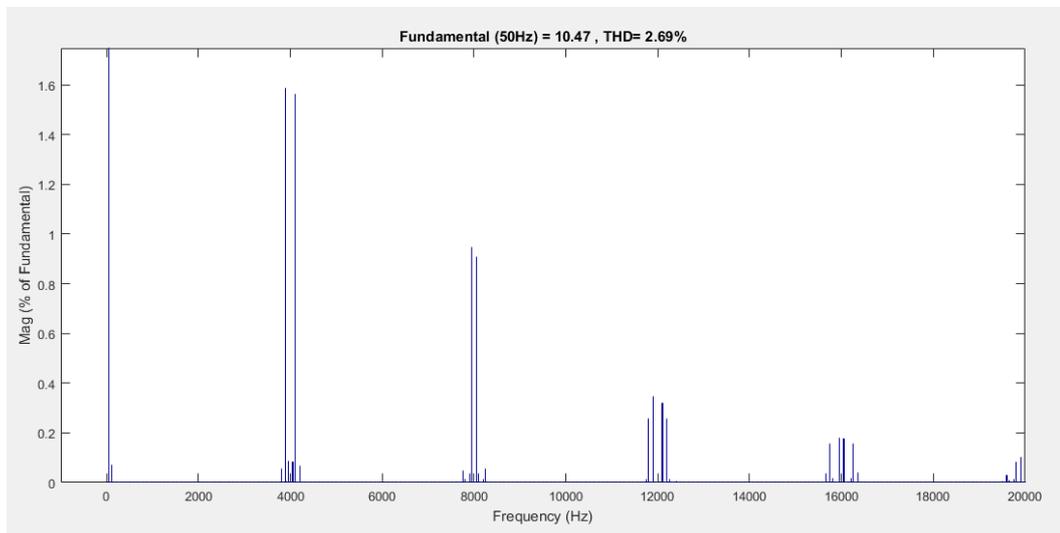


Figura 5.15:Espectro armónico total de corriente SPWM.

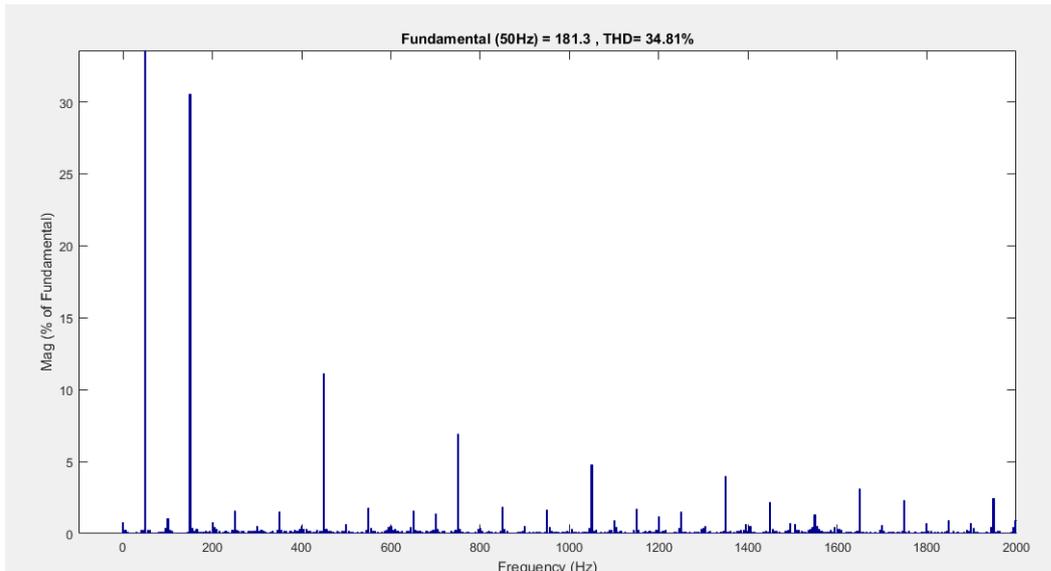


Figura 5.16:Espectro armónico parte baja de tensión SVPWM.

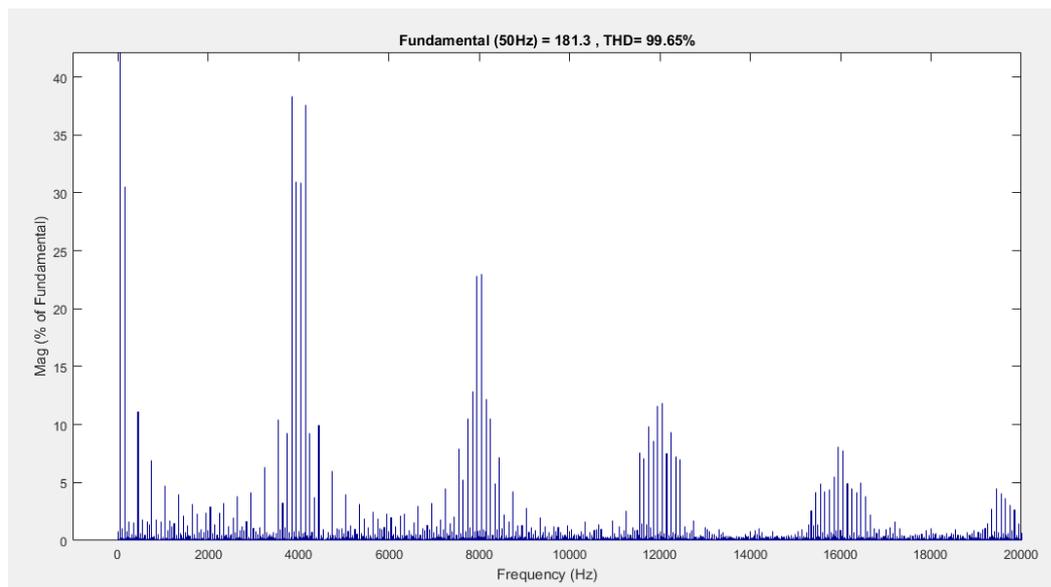


Figura 5.17:Espectro armónico total de tensión SVPWM.

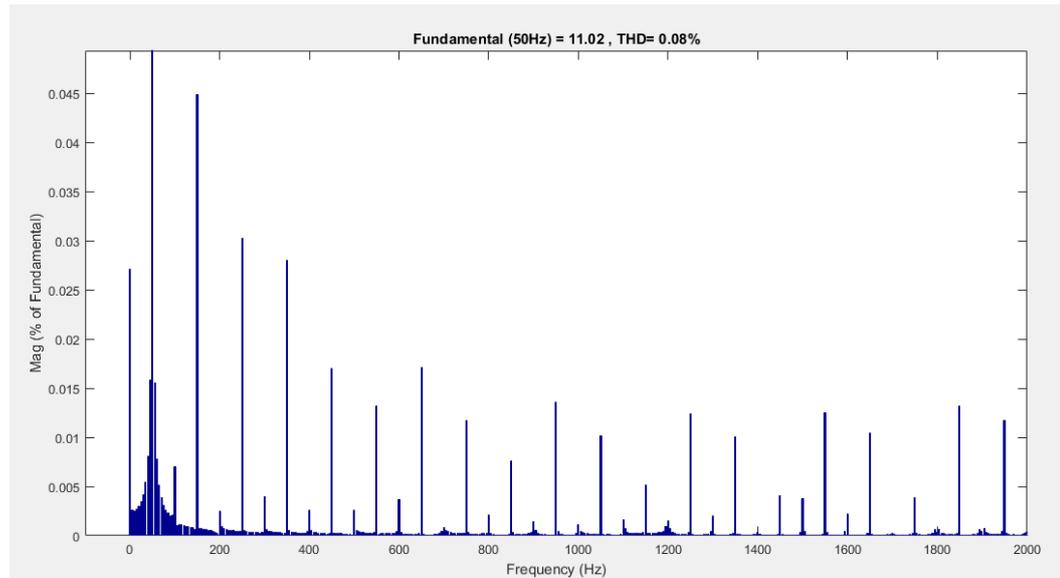


Figura 5.18: Espectro armónico parte baja de corriente SVPWM.

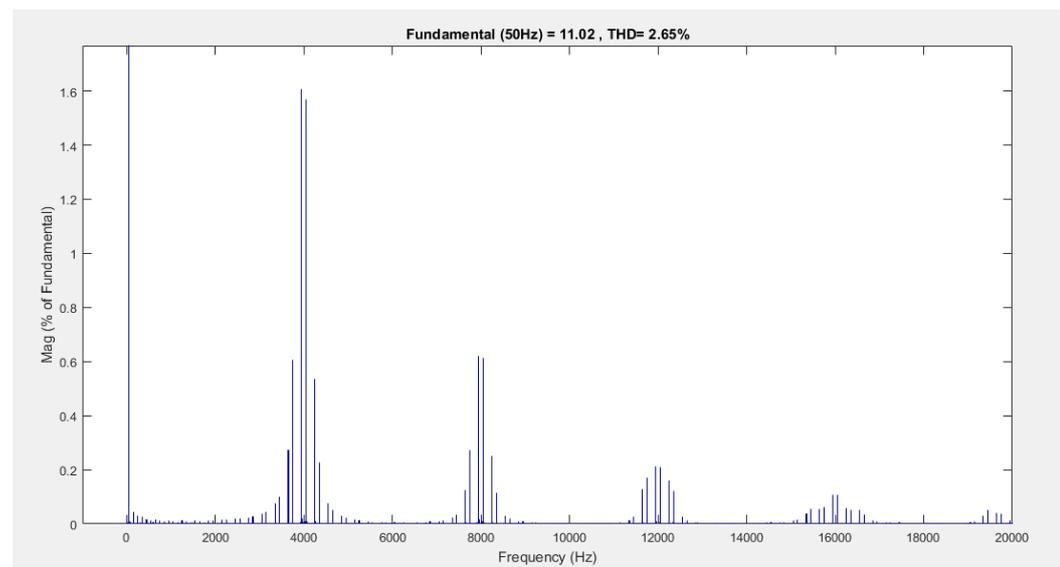


Figura 5.19: Espectro armónico total de corriente SVPWM.

En lo referente a estas figuras se ve que la amplitud de los armónicos de la parte baja de tensión son mucho menores en el ensayo realizado con SPWM que con SVPWM.

Al ver los espectros de la parte total se aprecia la aparición de interarmónicos en torno los múltiplos de la frecuencia de conmutación, por lo que aquellos ensayos con una mayor frecuencia de conmutación tendrán menos múltiplos de esta frecuencia dentro de los 20KHz, y por lo tanto menor distorsión interarmónica.

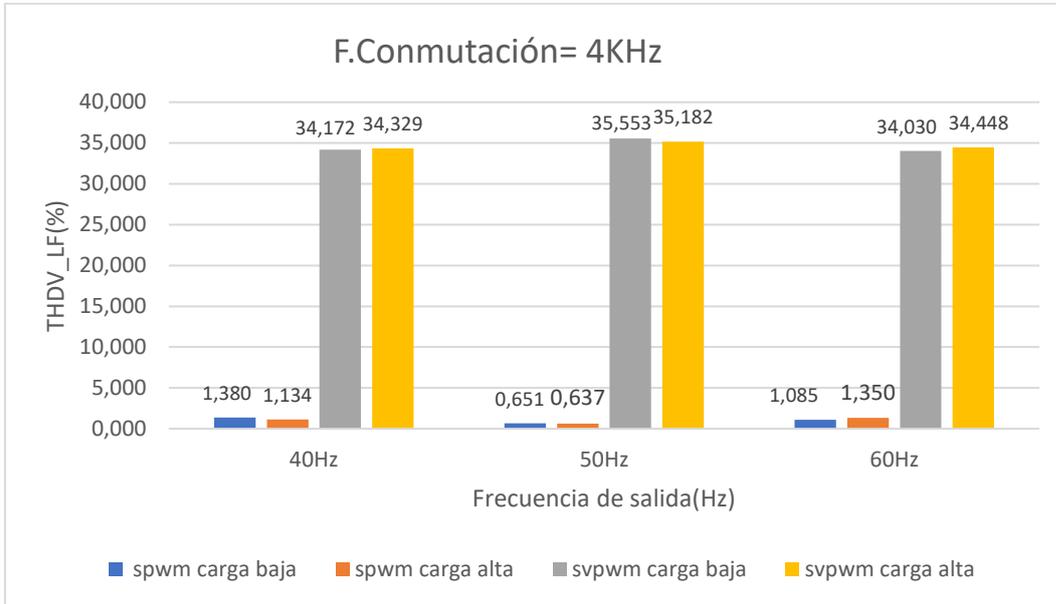
En las posteriores gráficas se tratará con mayor profundidad estos fenómenos que ahora solo he tratado de forma superficial.



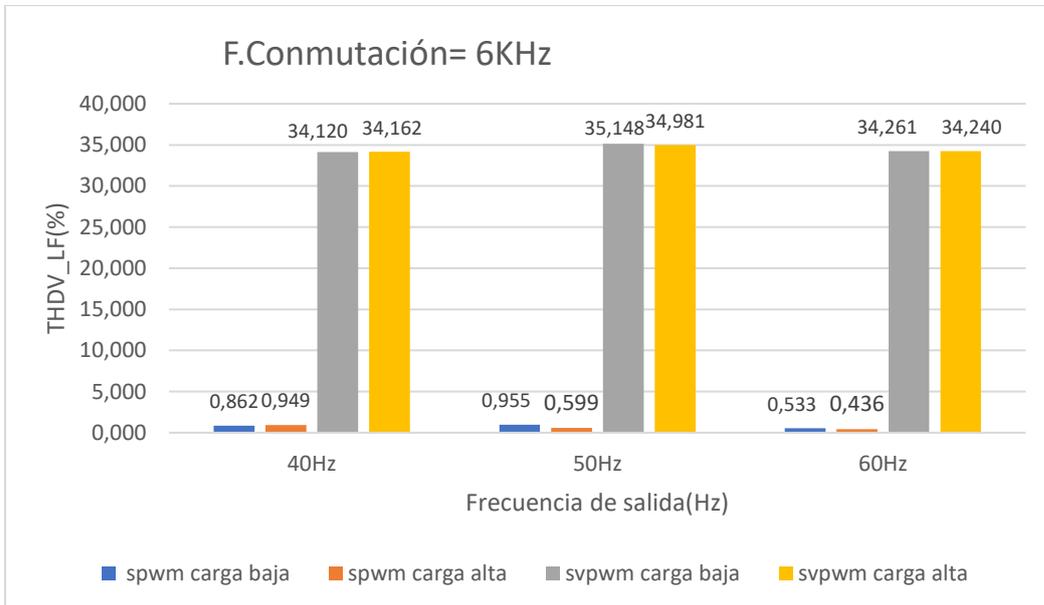
Tras haber visto todos los resultados y tasas obtenidas en cada uno de los ensayos, procederé a presentar gráficos comparativos de dichos datos.

a) Tasa de distorsión armónica THD_{LF} (Armónicos del 2° al 40°).

Tasa de distorsión armónica de tensión.



Gráfica 5.1: THDV Motor sano f.conm=4KHZ



Gráfica 5.2: THDV Motor sano f.conm=6KHZ

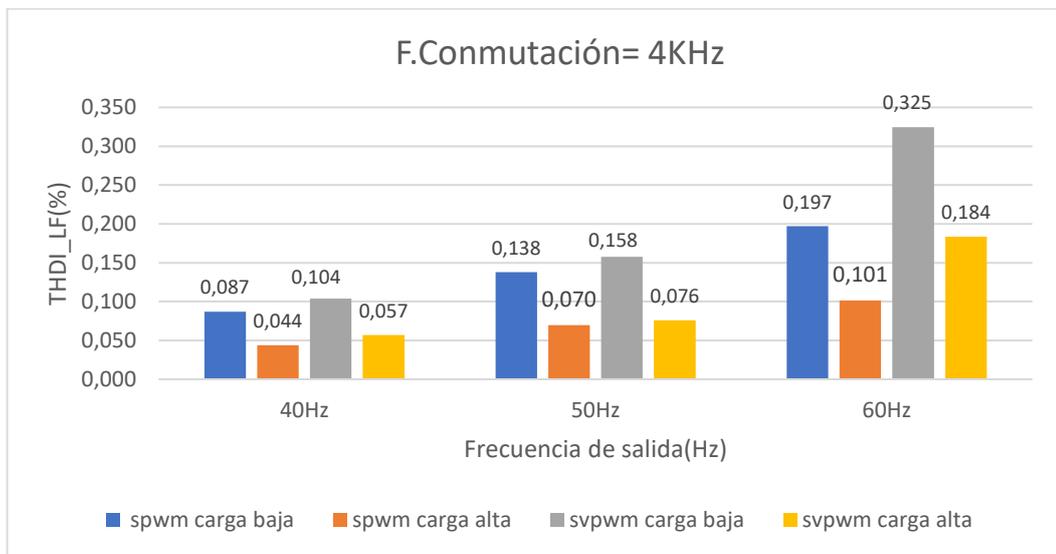
Realizando un pequeño análisis a las tasas THD_{LF} de tensión se observa a simple vista que no existen grandes diferencias en el empleo de las diferentes frecuencias de conmutación.



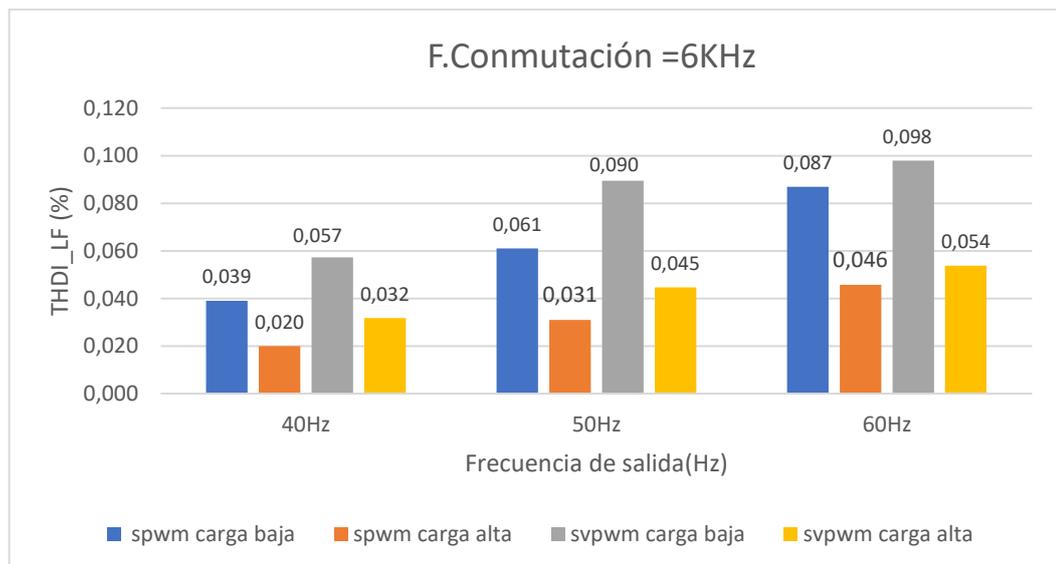
Se puede percibir que, para una misma frecuencia fundamental, tipo de modulación y carga del motor la tasa de distorsión armónica se mueve en un mismo rango de valores tanto para 4KHz como 6 KHz.

Por otra parte, existe una gran diferencia de valores dependiendo del tipo de modulación empleada. Para una modulación SPWM los valores para los armónicos son mucho menores que en aquellos ensayos que empleen modulación SVPWM, sabiendo que el fundamental respecto al cual se normaliza es prácticamente similar.

Tasa de distorsión armónica de corriente



Gráfica 5.3:THDI Motor sano f.conm=4KHZ



Gráfica 5.4:THDI Motor sano f.conm=6KHZ

En el caso de analizar la tasa de distorsión armónica de la corriente se percibe que los resultados difieren bastante de los gráficos de tensión.



Si atendemos a las diferencias existentes entre las tasas en los mismos ensayos que empleen diferente frecuencia de conmutación se puede comprobar que en aquellos casos de 6KHz el valor de la suma de los armónicos es aproximadamente un 50 % más bajo respecto a los valores con 4 KHz.

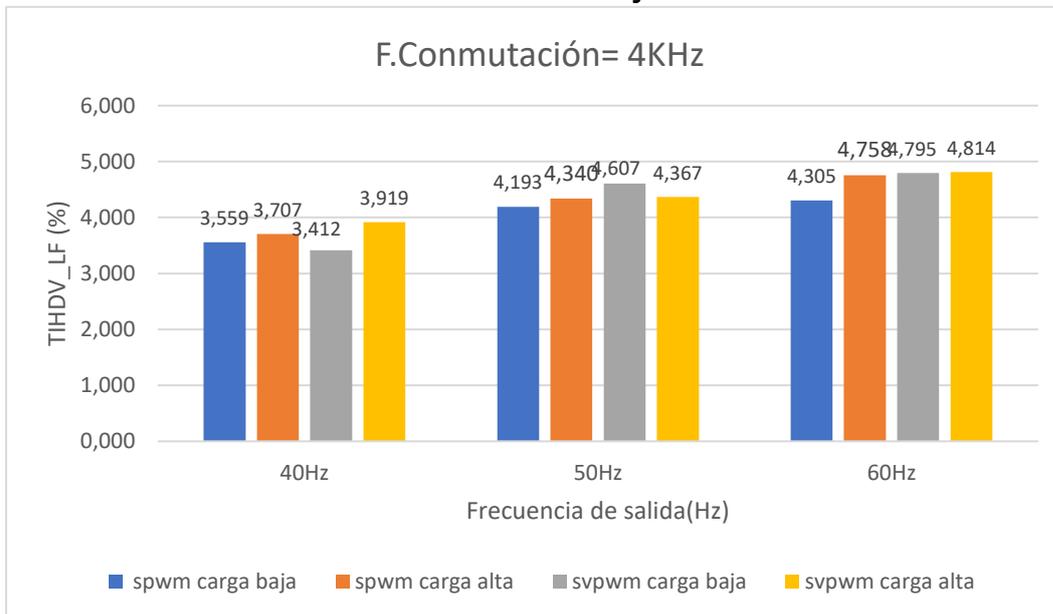
Por último, otro aspecto a comentar es el que se observa a la hora de realizar ensayos con diferente grado de carga en el eje del motor. Se aprecia que en el caso de emplear una carga alta la tasa calculada decremента su valor.

A simple vista puede parecer que es debido a un decremento del valor de los armónicos analizados sin embargo también puede ser debido al hecho de que, en el caso de la corriente, el valor del fundamental aumenta hasta el doble de su valor en los ensayos con carga baja.

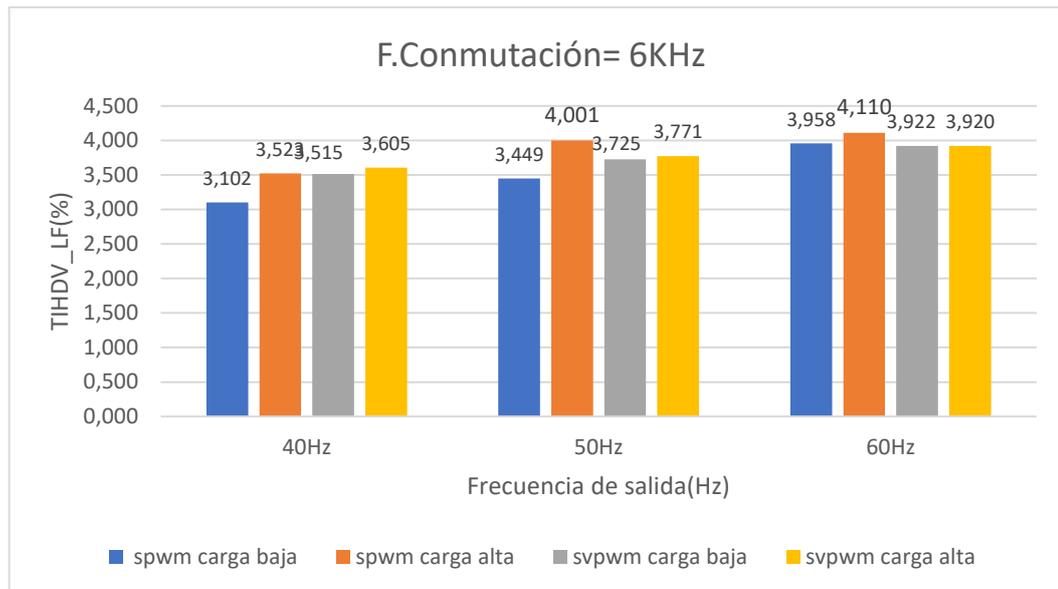
Por lo tanto, lo que un principio parecía deberse a un decremento del valor de los armónicos en verdad puede ser debido a un incremento tanto de los armónicos, así como un incremento del fundamental (respecto del cual se normaliza la tasa) mayor que el del resto de armónicos de la parte baja.

b) Tasa de distorsión interarmónica de baja frecuencia TIHD_LF. (Solo interarmónicos de la parte baja hasta 40x f_1 Hz).

Tasa de distorsión interarmónica de baja frecuencia de tensión.



Gráfica 5.5: TIHDV_LF Motor sano $f_{conm}=4KHZ$

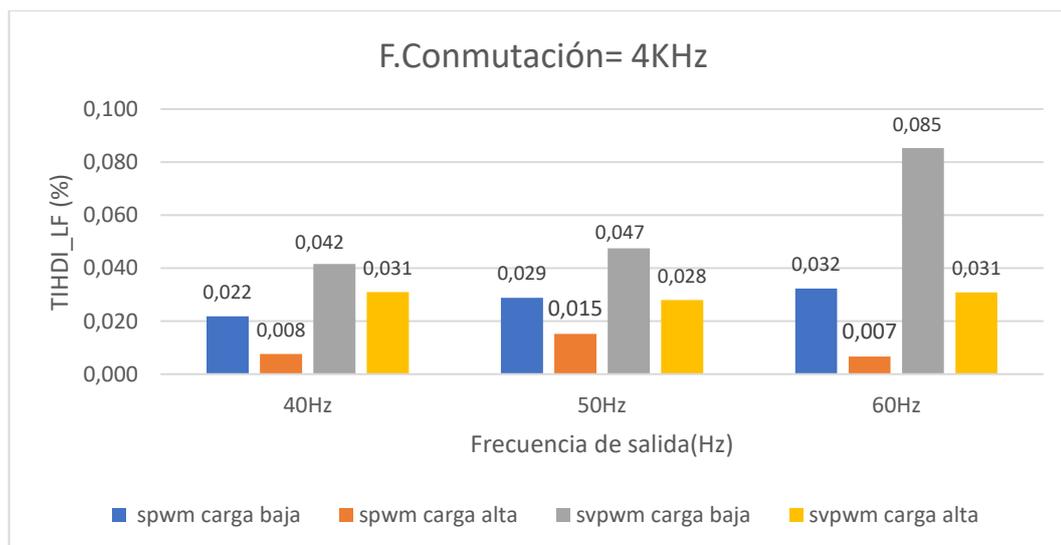


Gráfica 5.6:TIHDV_LF Motor sano f.conm=6KHZ

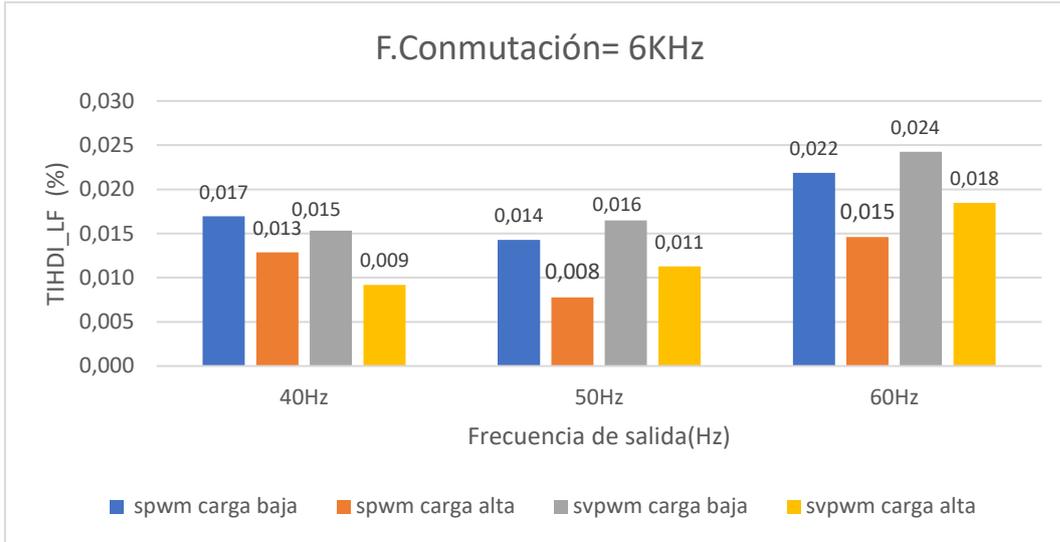
De estas gráficas se puede determinar el hecho de que a medida que se incrementa la frecuencia del fundamental de salida la tasa de distorsión armónica también lo hace. Esto puede deberse al hecho de que estamos midiendo los armónicos e interarmónicos de la parte baja, es decir hasta el 40° armónico.

Esto implica que para 40 Hz se medirá hasta el armónico situado en 1600Hz, para 50 Hz hasta los 2000Hz y 60Hz hasta 2400Hz, por lo que a mayor frecuencia del fundamental de salida la parte baja del espectro armónico llegará a una mayor frecuencia.

Tasa de distorsión interarmónica de baja frecuencia de corriente



Gráfica 5.7:TIHDI_LF Motor sano f.conm=4KHZ



Gráfica 5.8:TIHDI_LF Motor sano f.conm=6KHZ

Atendiendo ahora a los gráficos obtenidos de las tasas de corriente para solo los interarmónicos de la parte baja se observa que, para el mismo ensayo con distinta carga, aquellos casos con carga máxima el contenido armónico disminuye como consecuencia del incremento del armónico fundamental en estos ensayos.

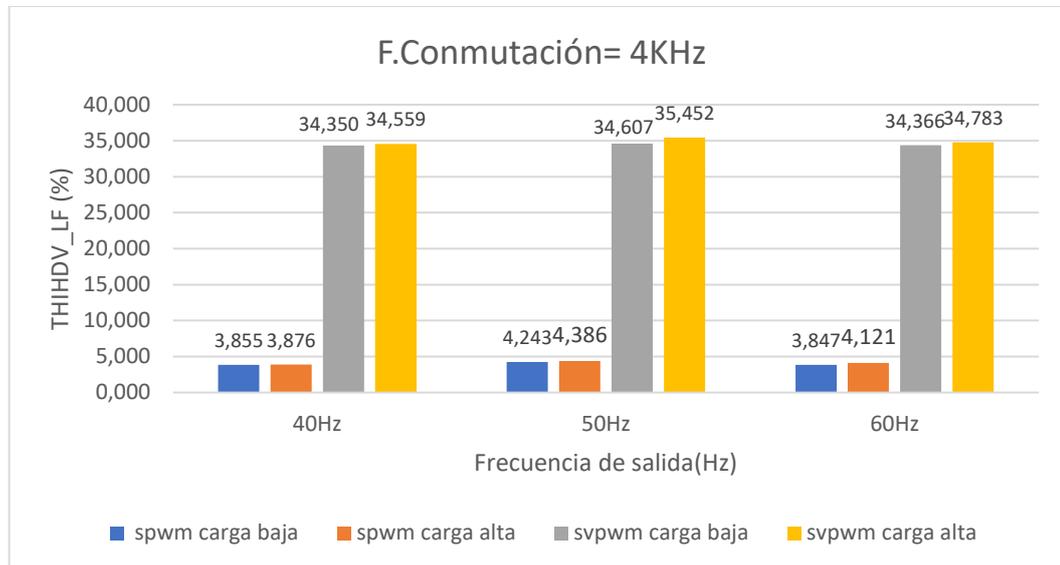
Otra de las lecturas que se pueden realizar a raíz de los resultados es el hecho de que el contenido armónico aumenta a medida que aumenta el valor de la frecuencia de salida, alcanzando el máximo de los ensayos a los 60 Hz.

Por último, también se puede determinar que la tasa de distorsión armónica es mayor en aquellos ensayos en los que se emplea la modulación espacio vectorial.

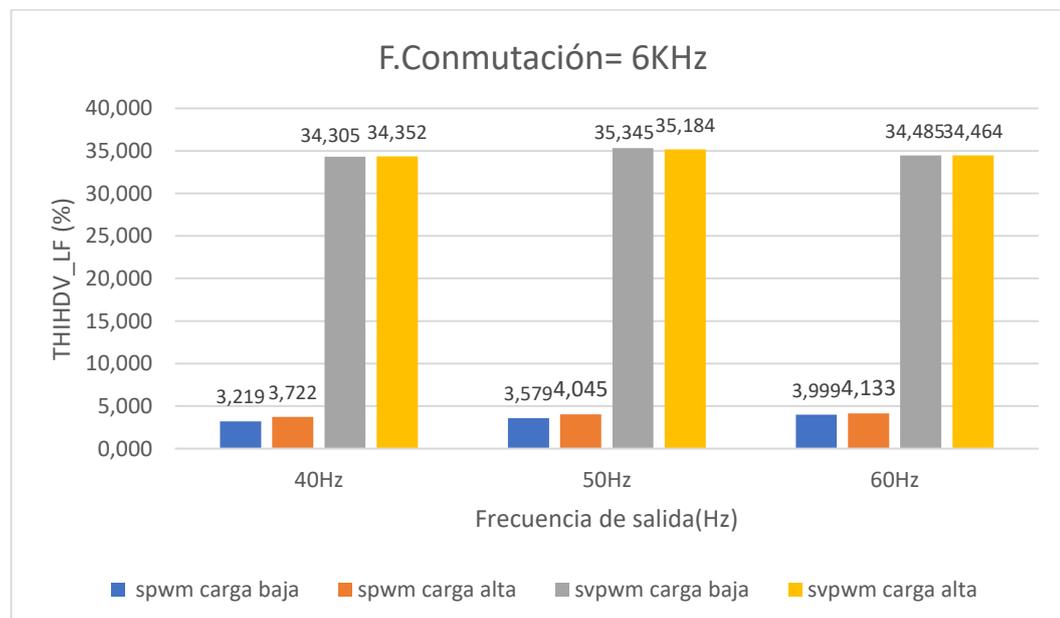


c) Tasa de distorsión armónica e interarmónica de baja frecuencia THHDV_LF (armónicas e interarmónicas hasta 40xf1Hz).

Tasa de distorsión armónica de baja frecuencia de tensión.



Gráfica 5.9: THHDV_LF Motor sano f.conm=4KHz



Gráfica 5.10: THHDV_LF Motor sano f.conm=6KHz

A la hora de analizar el espectro de armónicos e interarmónicos de tensión de la parte baja del espectro se observa que no existen apenas diferencias en función de la frecuencia de conmutación.

La principal observación que se puede realizar es el hecho de que en aquellos casos donde se emplea la modulación espacio vectorial el contenido armónico es mucho mayor.



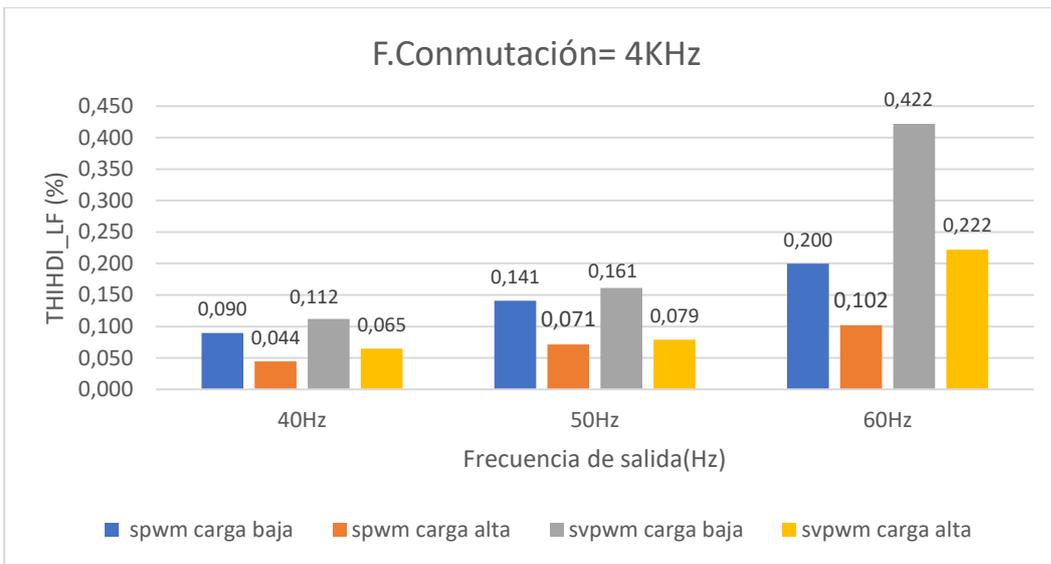
Esta tasa es el resultado de la suma de los cuadrados de la tasa de distorsión armónica y la tasa de distorsión interarmónica. Tal y como se vio en el apartado 4.4.4.

$$THIHD_{LF}^2 = THD_{LF}^2 + TIHD_{LF}^2$$

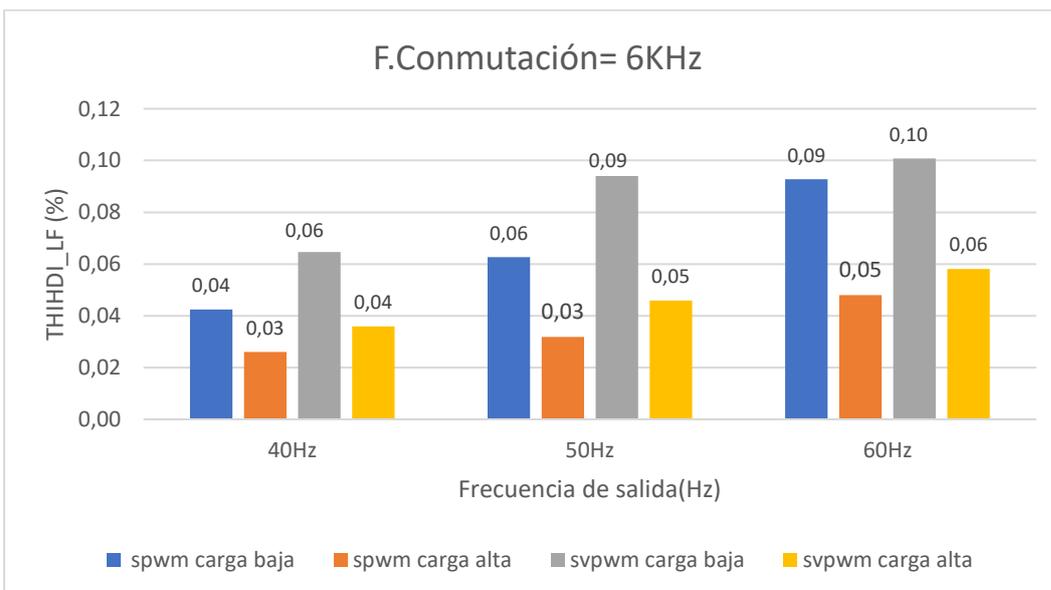
Ecuación 5.4: Igualdad tasas de la parte baja

En el caso que nos interesa ahora, la tasa de distorsión armónica de tensión, el contenido armónico proviene mayoritariamente de los interarmónicos.

Tasa de distorsión armónica de baja frecuencia de corriente.



Gráfica 5.11: THIDI_LF Motor sano f.conm=4KHZ



Gráfica 5.12: THIDI_LF Motor sano f.conm=6KHZ



En el caso de tratar las tasas de distorsión de la corriente se cumple igualmente la ecuación 5.4.

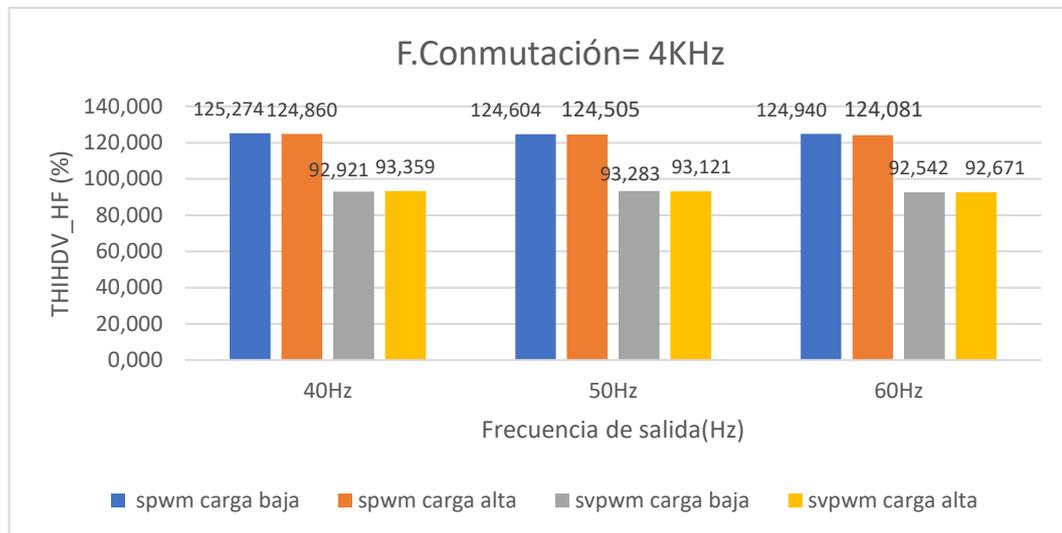
En esta ocasión serán los armónicos principalmente quienes proporcionen un mayor aporte de contenido armónico en esta tasa.

Ya en estos ensayos, y a pesar de que el siguiente fenómeno se produce de manera más notoria en la parte alta del espectro y que ahora estemos centrándonos en la parte baja, empezamos a encontrarnos con la disminución del contenido armónico conforme aumenta la frecuencia de conmutación.

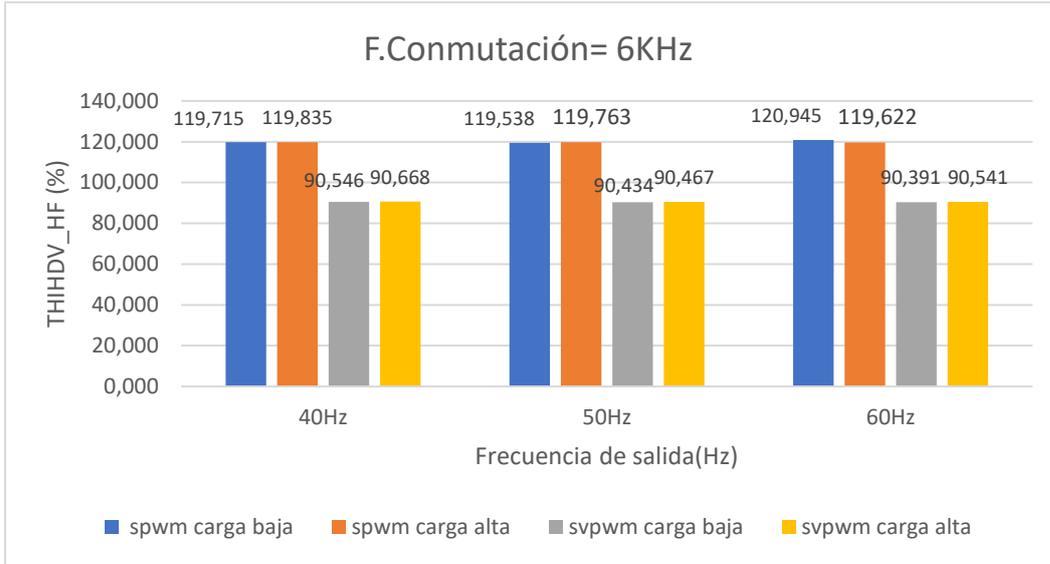
El decremento producido se encuentra en torno a un 35%.

d) Tasa de distorsión armónica de alta frecuencia THHDV_HF (armónicas e interarmónicas desde el armónico 41 hasta 20KHz).

Tasa de distorsión armónica de la parte alta de tensión.



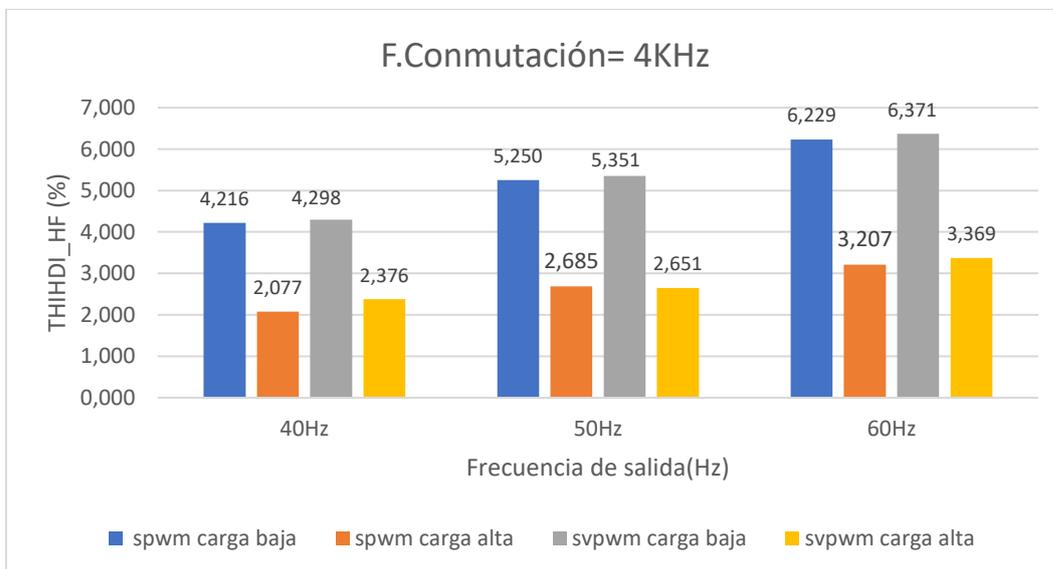
Gráfica 5.13: THHDV_HF Motor sano f.conm=4KHZ



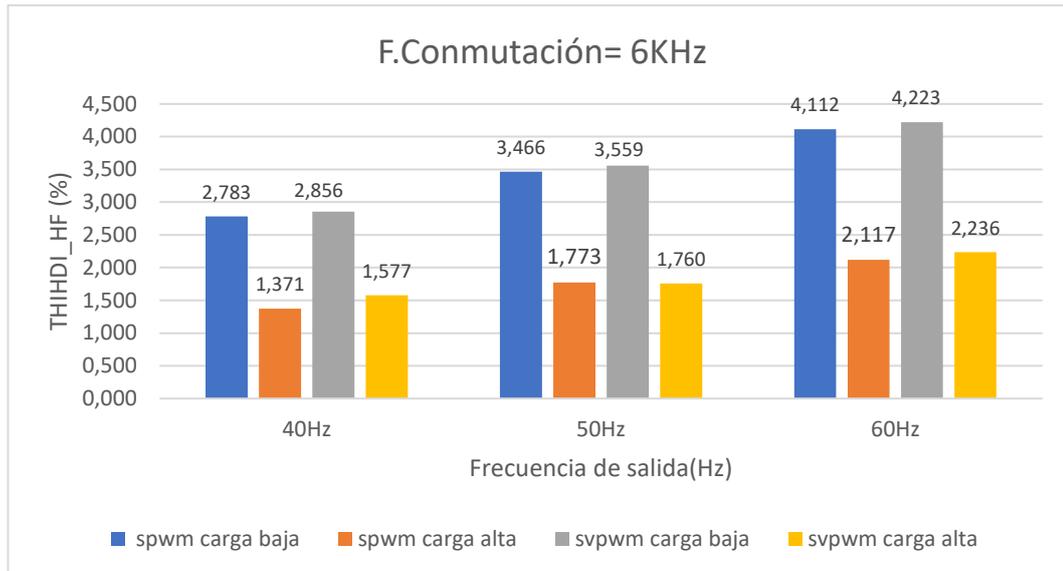
Gráfica 5.14:THIHVDV_HF Motor sano f.conm=6KHZ

Lo primero que llama la atención en estas tasas es el alto valor obtenido, superando incluso el 100% determinado por el fundamental, esto debido al hecho de que no se han incorporado en el circuito filtros de tensión a la salida del inversor, mientras que el motor funciona como filtro de corriente por lo que se aprecia que los valores obtenidos para la tensión son mucho mayores que los de la corriente.

Tasa de distorsión armónica de la parte alta de corriente.



Gráfica 5.15:THIHDI_HF Motor sano f.conm=4KHZ



Gráfica 5.16: THIHDI_HF Motor sano f.conm=6KHz

En esta ocasión los fenómenos producidos son muy similares a los ya vistos hasta este punto.

El contenido armónico aumenta conforme aumenta la frecuencia de salida y es mayor en aquellos casos en los que se trabaja con carga baja, debido a lo dicho con anterioridad, y es que en aquellos casos en los que se trabaja con carga alta el fundamental de corriente con el que se normaliza aumenta en mayor medida que lo que aumenta la suma de contenido armónico por frecuencias.

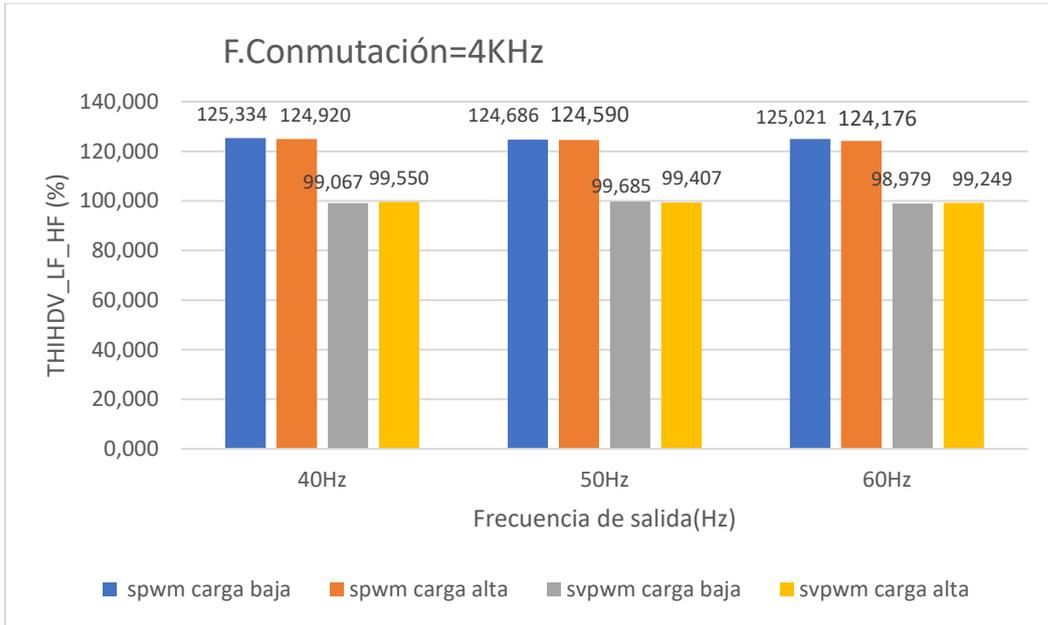
En este caso se aprecia mucho mejor el hecho de la disminución de la distorsión conforme aumente la frecuencia de conmutación, produciéndose un mayor decremento porcentual en el caso de la corriente. En el caso de la tensión se reducirá en torno a un 4%, mientras que para la corriente la reducción será en torno a un 40%.

Una de las razones por las cuales se produce esto puede ser la aparición de interarmónicos en torno a los múltiplos de la frecuencia de conmutación. Por lo tanto, en los ensayos empleando 4 KHz estos interarmónicos aparecerán en torno a 4, 8, 12, 16 y 20 KHz, mientras que en el caso de emplear 6 KHz de conmutación los interarmónicos aparecerán en torno a 6, 12 y 18 KHz, y los siguientes múltiplos, 24, 30, 36..., ya se encontrarían por encima del límite superior de frecuencia.

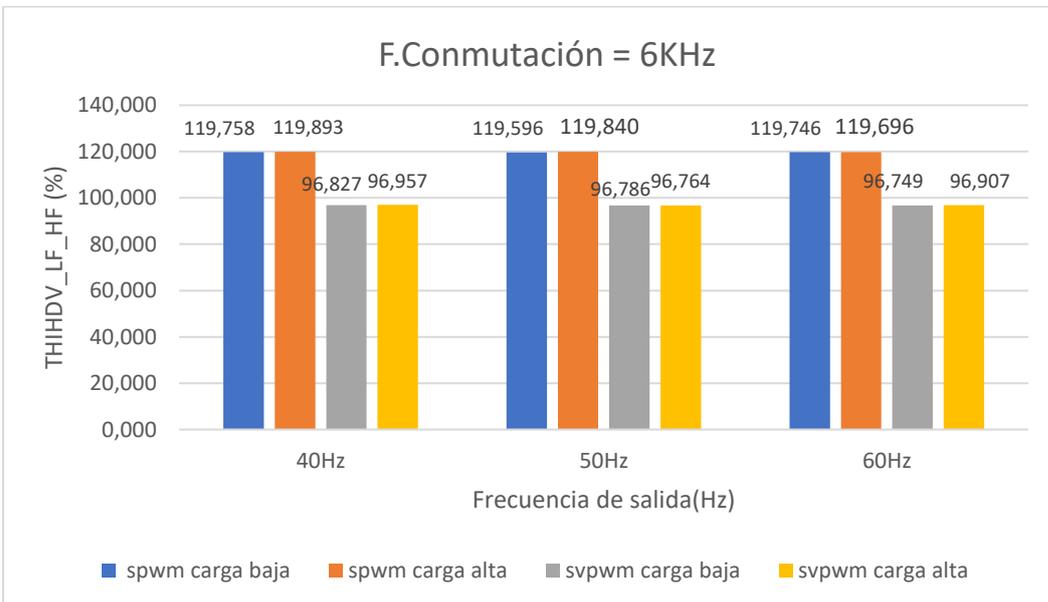


e) Tasa de distorsión armónica total THIDV_LF_HF (armónicas e interarmónicas hasta 20KHz)

Tasa de distorsión armónica total de tensión.



Gráfica 5.17:THIDV_LF_HF Motor sano f.conm=4KHZ



Gráfica 5.18:THIDV_LF_HF Motor sano f.conm=6KHZ

En esta ocasión se analizará la tasa que incluye tanto armónicos como interarmónicos de todo el espectro armónico, tanto de la parte baja (hasta el 40° armónico) como de la parte alta del espectro (desde el armónico 40° hasta los 20000Hz).



Tal y como se indicó en el apartado 4.4.6. esta tasa dependerá en cierta medida de la tasa de distorsión armónica de la parte baja y de la parte alta, cumpliéndose:

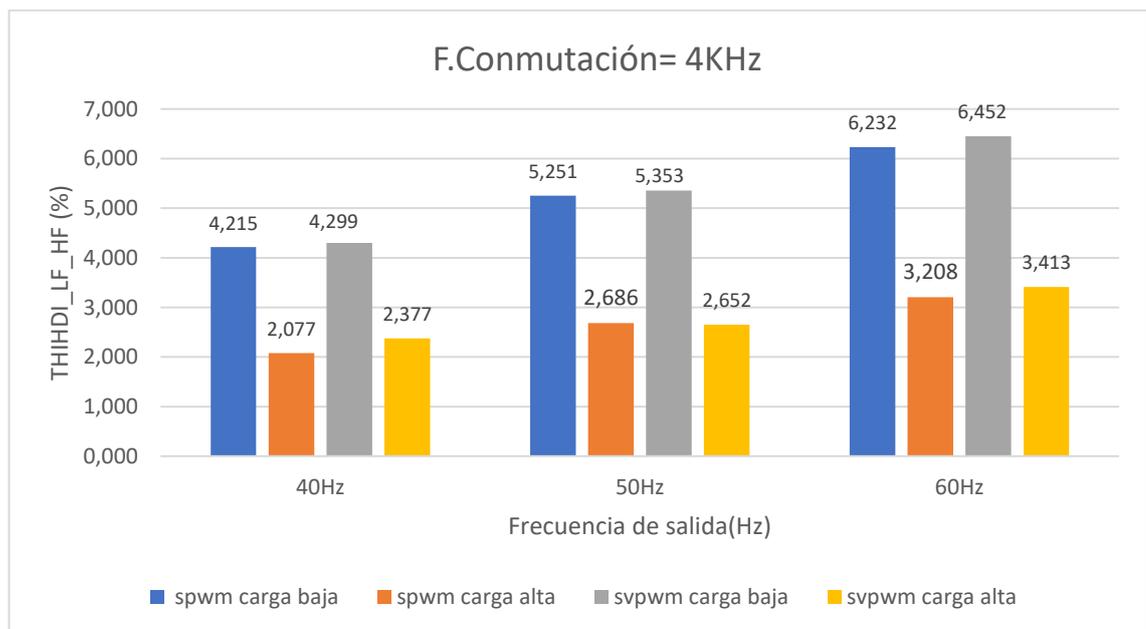
$$THIHD_{LF_HF}^2 = THIHD_{LF}^2 + THIHD_{HF}^2$$

Ecuación 5.5:Relacion entre tasas de armónicas e interarmónicas

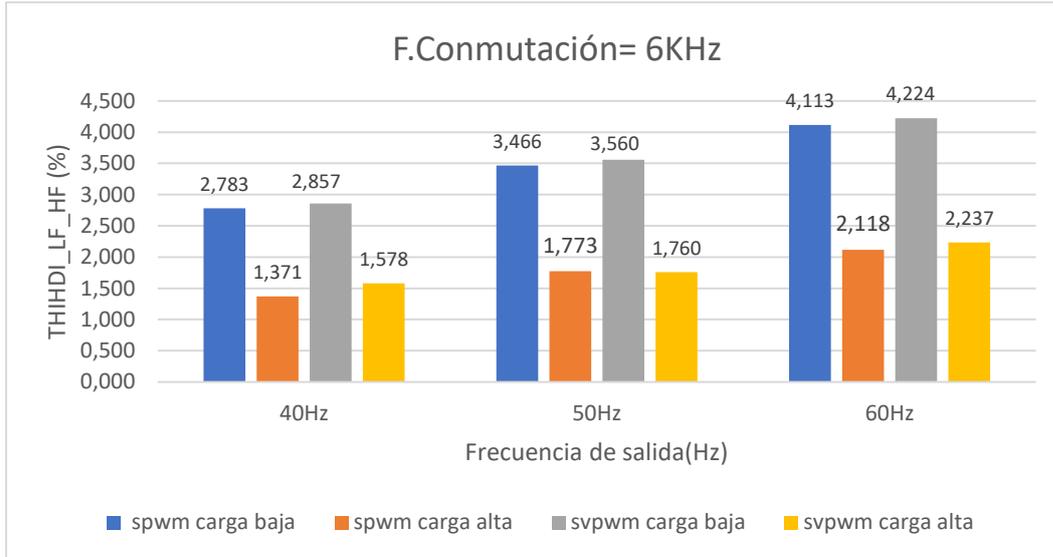
En este caso la distorsión armónica de tensión también supera el 100%, lo cual se debe a la tasa THIHDI_V_HF (que ya superaba el 100% como se ha visto anteriormente), de tal forma que esta será la predominante a la hora de aplicar la ecuación 5.5.

El incremento de la frecuencia de conmutación provoca una ligera disminución de la distorsión armónica, en torno a un 3-4%.por lo tanto de forma mucho menor que para la corriente.

Tasa de distorsión armónica total de corriente.



Gráfica 5.19:THIHD_LF_HF Motor sano f.conm=4KHZ



Gráfica 5.20:THIHDI_LF_HF Motor sano f.conm=6KHZ

En el caso de la corriente ocurre precisamente lo que se comentaba anteriormente, en la parte alta del espectro a mayor frecuencia de conmutación la distorsión armónica disminuye, lo cual ocurre de manera más notable en el caso de la corriente.

Esto se corrobora observando la Gráfica 5.7. y Gráfica 5.8. en donde se observa que en la mayor parte de los ensayos se produce un decremento de aproximadamente el 35% al pasar de 4KHz a 6KHz de conmutación.

Por lo tanto, una de las primeras conclusiones que se pueden obtener es el hecho de que si se desea trabajar con contenido armónico bajo es preferible trabajar en frecuencias de conmutación altas aun a costa de aumentar con ello las pérdidas por conmutación de los semiconductores.

Al igual que en casos anteriores el contenido armónico aumenta al aumentar la frecuencia del fundamental a la salida.



5.3.3. Análisis motor roto.

Al igual que en el apartado anterior, en este punto del proyecto se presentarán los datos obtenidos de cada uno de los ensayos para el caso de emplear los modelos con motores presentando fallos con barras rotas.

Los ensayos realizados en esta ocasión son bajo las mismas circunstancias y parámetros que los realizados en el apartado 5.3.2. sin embargo, no se incidirá en analizar las tasas de forma individual puesto que los resultados son bastante parecidos a los vistos en el apartado 5.3.2. y aquellos ensayos donde mayores diferencias se produzcan serán tratados en el apartado 5.4. donde se compararán estos valores con los del motor sano.

Para conocer la nomenclatura de la tabla 5.7. consultar la tabla 5.5.



Simulación	Control	Frecuencia de salida	F.conmutacion(KHz)	Carga par-motor	Vfundrms (V)	ILINEA	Carga (N·m)	V(rpm)	s (deslizamiento)	THDV_LF	THIDV_LF_HF	THIDV_HF	THIDV_LF	THDV_LF	THDI_LF	THIDI_LF_HF	THIDI_HF	THIDI_LF	THIDI_LF
1	SPWM	40	4	Baja	178,469	6,661	0	1196	0,333	0,737	124,801	124,733	4,122	4,000	0,077	4,221	4,219	0,123	0,095
2	SPWM	40	4	Alta	178,468	10,282	14	1114	7,167	0,789	124,841	124,775	4,042	3,965	0,537	27,302	2,656	27,171	27,165
3	SPWM	40	6	Baja	178,649	6,772	0	1196	0,333	0,515	119,562	119,522	3,080	3,036	0,032	2,741	2,740	0,084	0,078
4	SPWM	40	6	Alta	178,438	10,257	14	1114	7,167	0,622	119,857	119,795	3,860	3,728	0,780	27,697	1,844	27,635	27,619
5	SPWM	50	4	Baja	178,442	5,499	0	1493	0,467	0,627	124,854	124,768	4,429	4,385	0,116	5,121	5,111	0,313	0,290
6	SPWM	50	4	Alta	178,249	9,538	10	1400	6,667	0,973	125,100	125,011	4,502	4,396	0,786	26,426	2,885	26,267	26,250
7	SPWM	50	6	Baja	178,404	5,118	0	1493	0,467	0,526	119,866	119,808	3,341	3,299	0,083	3,698	3,625	0,729	0,724
8	SPWM	50	6	Alta	178,577	9,854	10	1400	6,667	0,616	119,652	119,591	3,410	3,353	0,844	26,225	1,922	26,153	26,132
9	SPWM	60	4	Baja	178,198	4,583	0	1789	0,611	0,805	125,094	125,007	4,608	4,537	0,177	6,111	6,005	1,134	1,117
10	SPWM	60	4	Alta	178,374	8,448	7	1696	5,778	0,916	124,936	124,836	4,922	4,836	0,997	29,870	3,681	27,630	29,613
11	SPWM	60	6	Baja	178,604	4,679	0	1790	0,556	0,448	119,615	119,551	3,849	3,822	0,157	4,129	3,966	1,149	1,137
12	SPWM	60	6	Alta	178,641	8,369	7	1695	5,833	0,732	119,575	119,510	3,857	3,787	1,088	27,516	2,357	27,401	27,379
13	SVPWM	40	4	Baja	181,653	6,647	0	1196	0,333	34,309	99,315	93,131	34,499	3,533	0,112	4,393	4,391	0,136	0,077
14	SVPWM	40	4	Alta	181,635	10,747	14	1118	6,833	34,223	99,415	93,240	34,492	4,302	0,617	26,261	2,744	26,117	26,110
15	SVPWM	40	6	Baja	182,447	6,646	0	1196	0,333	33,819	95,836	89,623	33,946	2,894	0,061	2,918	2,915	0,132	0,117
16	SVPWM	40	6	Alta	181,557	10,732	14	1118	6,833	33,797	96,809	90,668	33,925	2,939	0,724	25,864	1,822	25,797	25,790
17	SVPWM	50	4	Baja	180,831	5,619	0	1494	0,400	35,639	100,144	93,719	35,873	4,110	0,147	5,207	5,198	0,296	0,259
18	SVPWM	50	4	Alta	181,678	9,573	10	1408	6,133	35,230	99,263	92,962	35,515	4,490	0,916	26,347	3,038	26,169	26,145
19	SVPWM	50	6	Baja	181,749	5,614	0	1494	0,400	34,928	96,556	90,264	35,121	3,680	0,903	3,461	3,453	0,239	0,222



20	SVPWM	50	6	Alta	181,754	9,704	10	1408	6,133	35,077	69,606	90,277	35,274	3,720	1,087	26,197	2,079	26,112	26,077
21	SVPWM	60	4	Baja	181,931	4,291	0	1787	0,722	34,073	98,943	92,508	34,313	4,049	0,190	7,317	6,807	2,678	2,672
22	SVPWM	60	4	Alta	181,465	8,387	8	1683	6,500	34,346	99,528	93,015	34,520	3,465	1,122	29,737	3,464	29,530	29,496
23	SVPWM	60	6	Baja	181,543	4,300	0	1787	0,722	34,201	96,778	90,448	34,416	3,844	0,157	5,004	4,508	2,172	2,161
24	SVPWM	60	6	Alta	181,532	8,354	8	1683	6,500	34,360	96,831	90,445	34,576	3,855	1,132	30,844	2,394	30,734	30,714

Tabla 5.7: Resultados motor roto



Al igual que en el apartado referido al motor sano se presentarán a continuación espectros de frecuencia correspondientes al ensayo realizado con $f_{\text{fundamental}}=50\text{Hz}$, $f_{\text{conmutación}}=4\text{KHz}$, carga alta, y empleando ambos tipos de modulaciones.

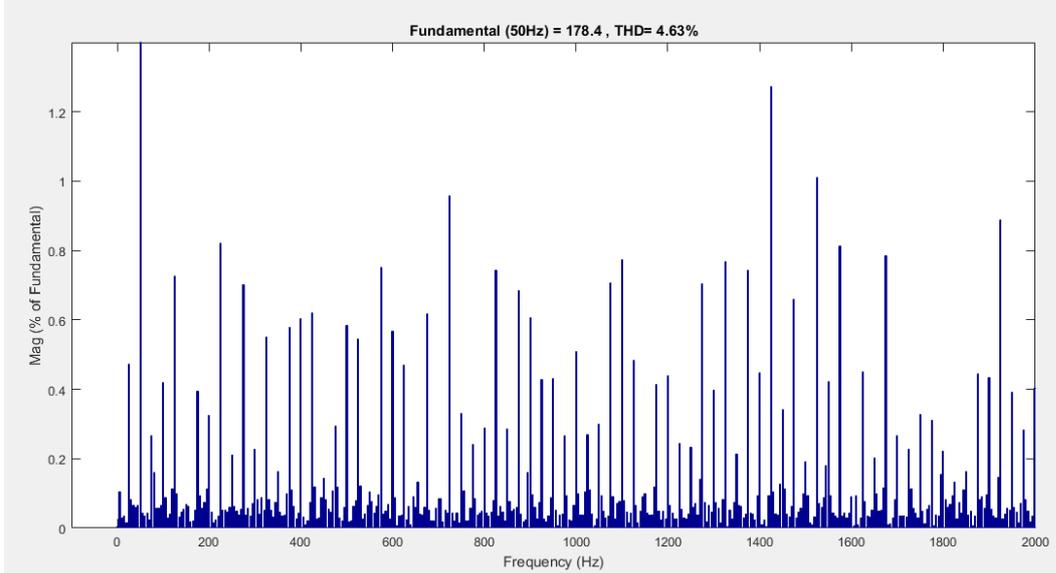


Figura 5.20: Espectro armónico parte baja de tensión SPWM.

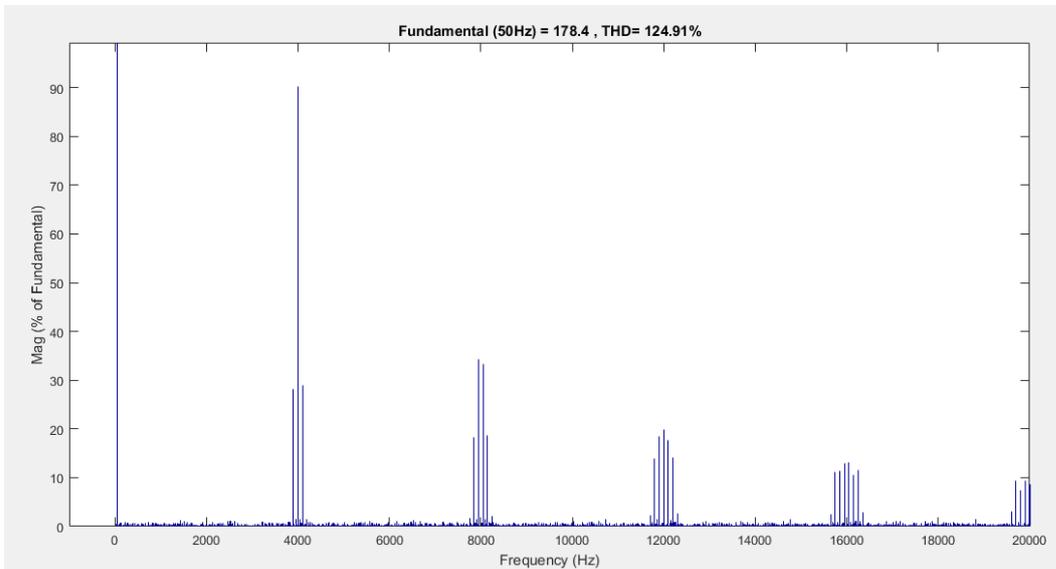


Figura 5.21: Espectro armónico total de tensión SPWM.

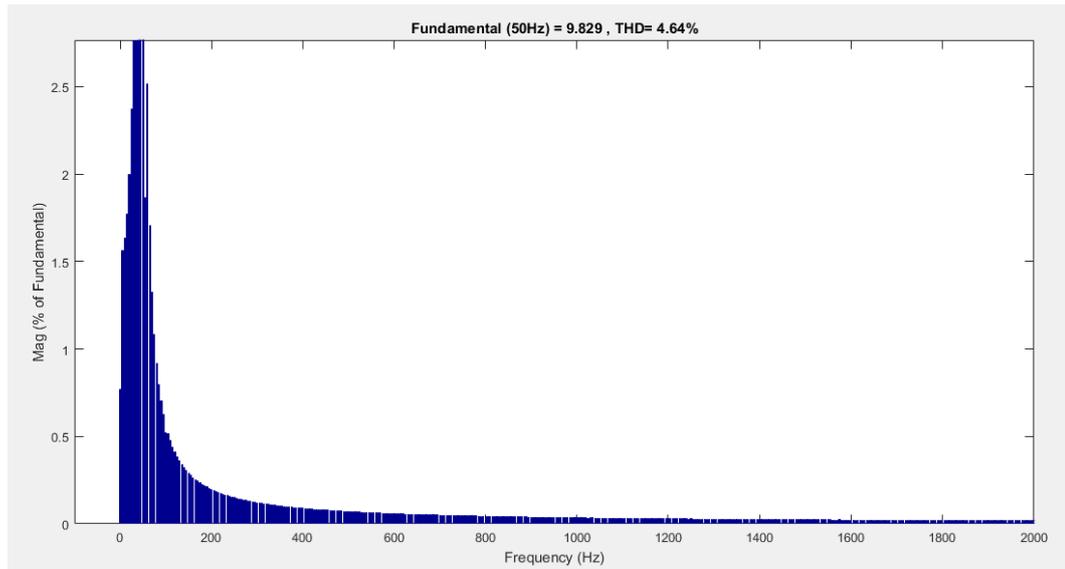


Figura 5.22:Espectro armónico parte baja de corriente SPWM.

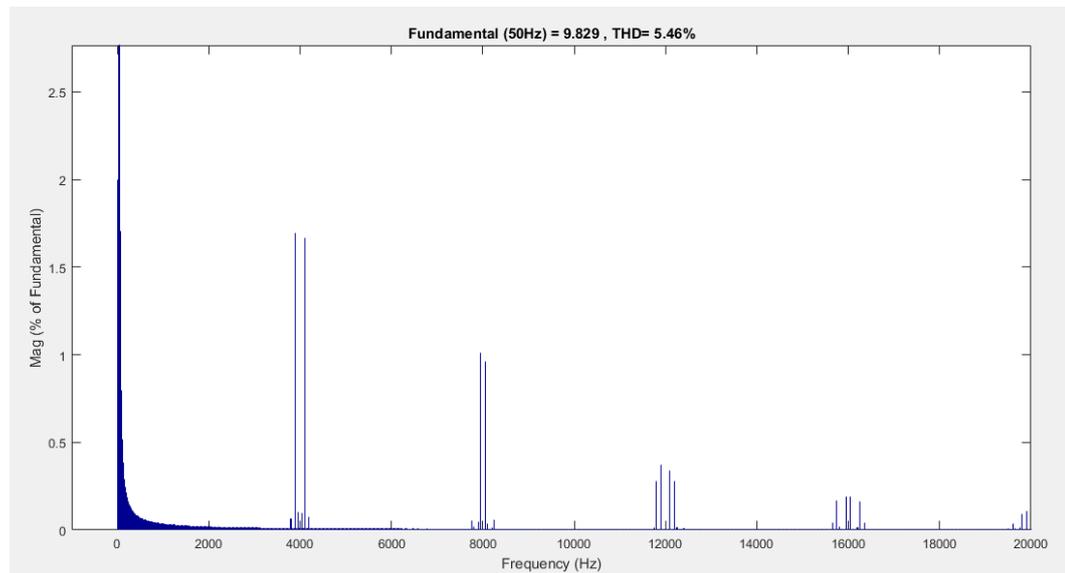


Figura 5.23:Espectro armónico total de corriente SPWM.

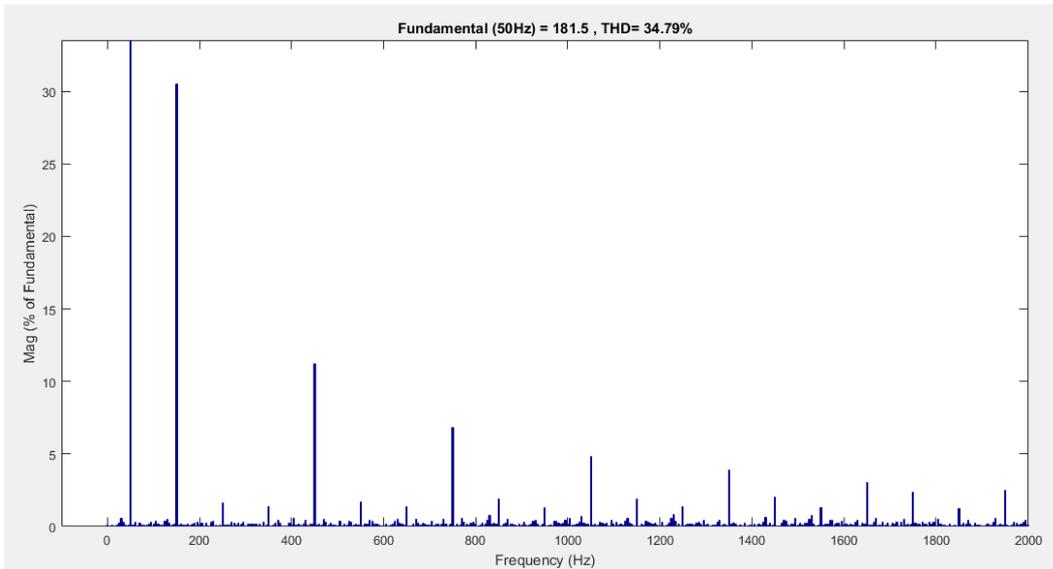


Figura 5.24:Espectro armónico parte baja de tensión SVPWM.

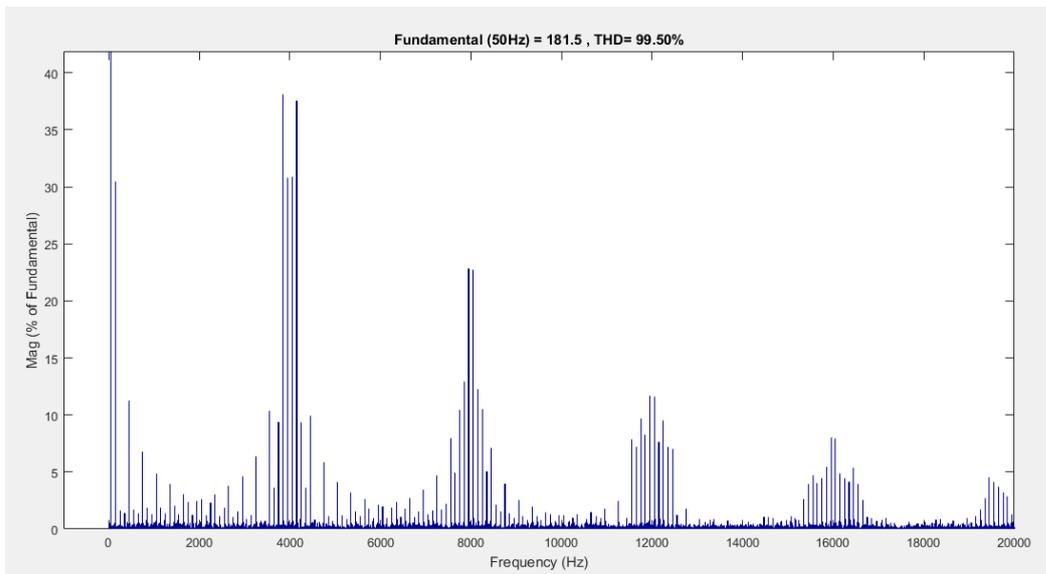


Figura 5.25:Espectro armónico total de tensión SVPWM.

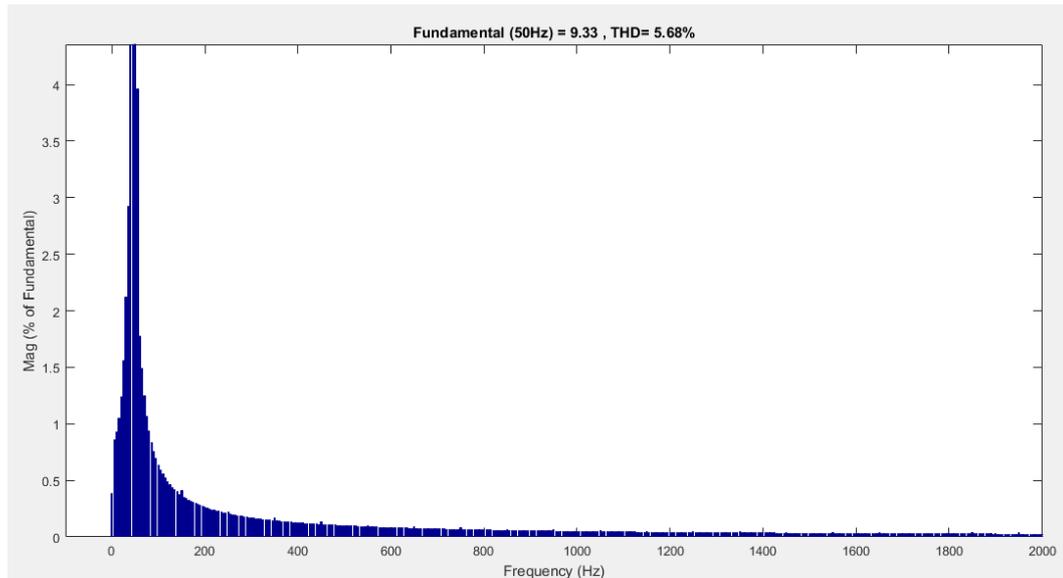


Figura 5.26: Espectro armónico parte baja de corriente SVPWM.

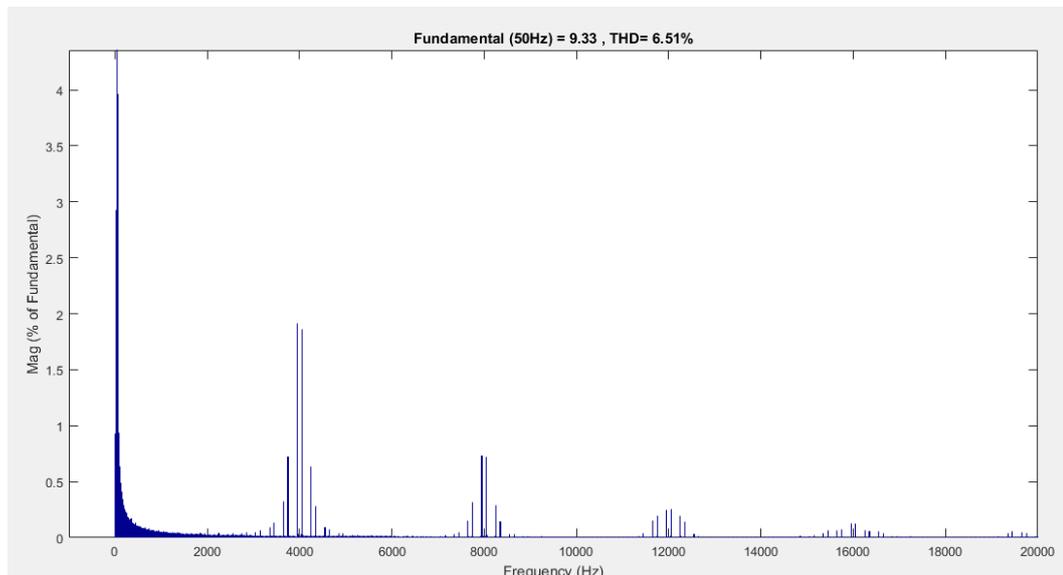


Figura 5.27: Espectro armónico total de corriente SVPWM.

En esta ocasión se ve que al igual que ocurría para el motor sano los armónicos de tensión de la parte baja son mucho menores para los casos de modulación SPWM que para SVPWM.

La principal variación aparece en la corriente, para ello debemos fijarnos en las figuras de la parte baja del espectro de corriente donde se observa la aparición de interarmónicos como bandas laterales en torno a la frecuencia fundamental.

Esta aparición de interarmónicos se estudiará de forma más minuciosa en el apartado 5.4. donde se compararán las respuestas armónicas de los dos tipos de motores.

5.4.Comparación de motor sano y motor roto.

Para hacernos una mejor idea de los cambios que se producen en la distorsión cuando tratamos con un motor roto se presentarán a continuación una serie de figuras representando diferentes ensayos manteniendo todos los parámetros constantes y variando el estado del motor, partiendo de un motor sano y pasando por diferentes grados de rotura de este.

En todos los casos se tratará de ensayos con $f_{\text{fundamental}}=50\text{Hz}$, $f_{\text{conmutación}}=4\text{KHz}$, carga alta, y modulación SVPWM.

- Tensión:

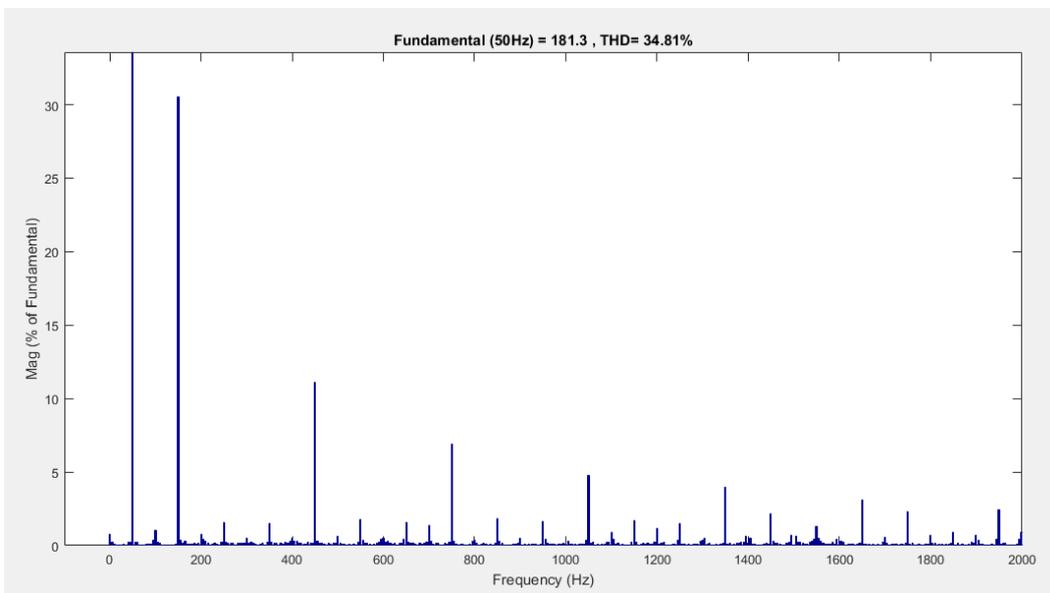


Figura 5.28:Espectro armónico de tensión motor sano.

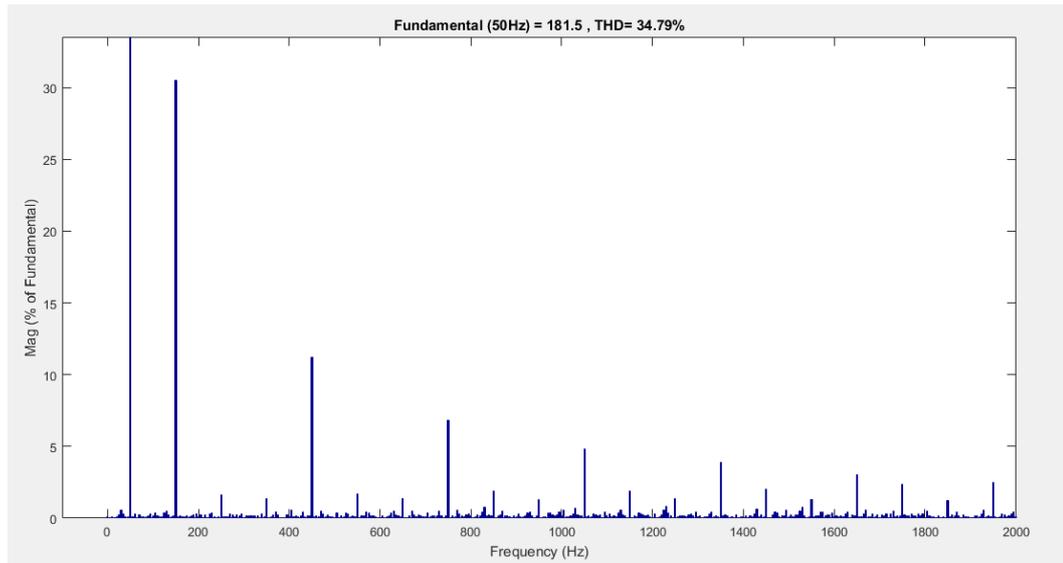


Figura 5.29:Espectro armónico de tensión motor roto ($Rb=2$).

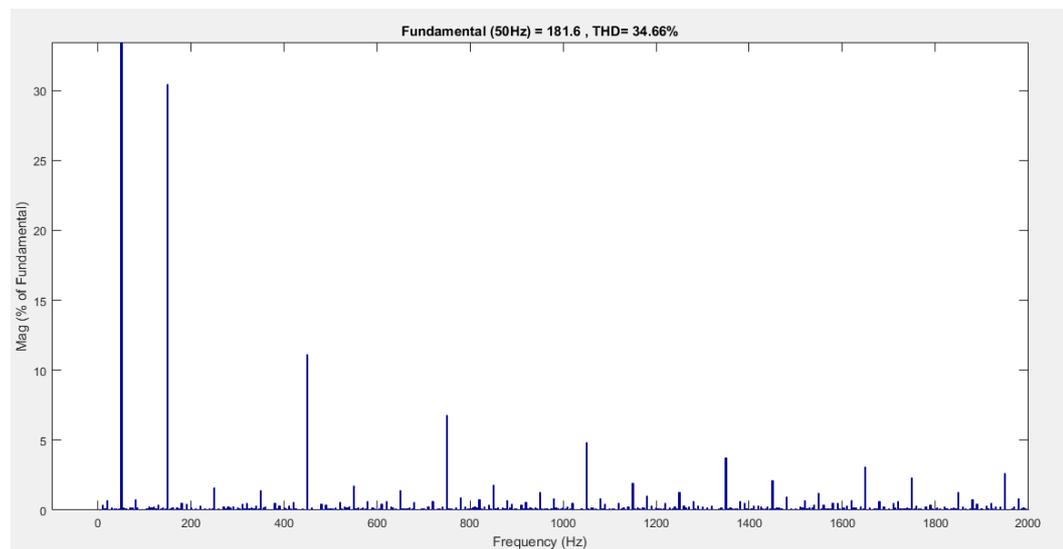


Figura 5.30:Espectro armónico de tensión motor roto ($Rb=3$).

Si nos paramos brevemente a observar estas últimas 3 figuras se aprecia que no hay ningún cambio visible en el espectro armónico de tensión por mucho que se aumente el grado de rotura del motor.

En todos los casos se obtiene unos valores parecidos en la amplitud de los armónicos de la parte baja. Además, el instrumento visualizador del espectro armónico de SIMULINK suministra un valor estimado de la tasa de distorsión armónica, la cual es un valor semejante en los 3 casos.



- Corriente:

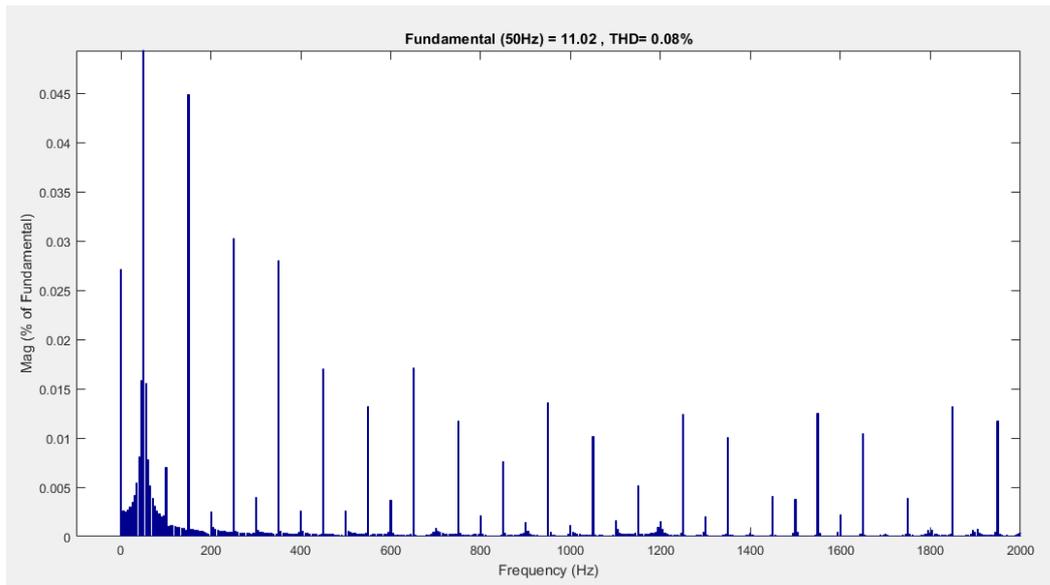


Figura 5.31:Espectro armónico de corriente motor sano.

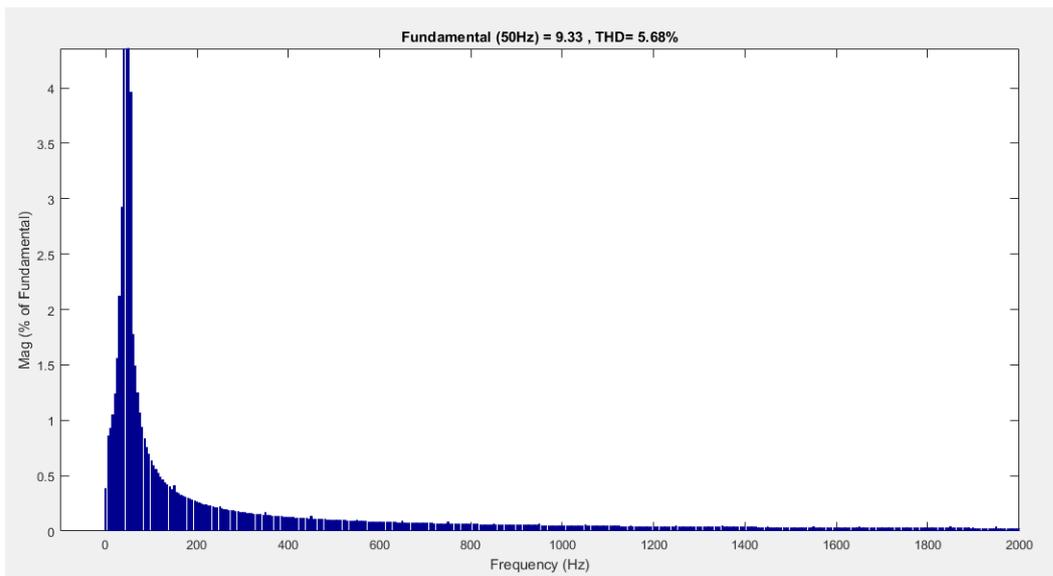


Figura 5.32:Espectro armónico de corriente motor roto ($R_b=2$).

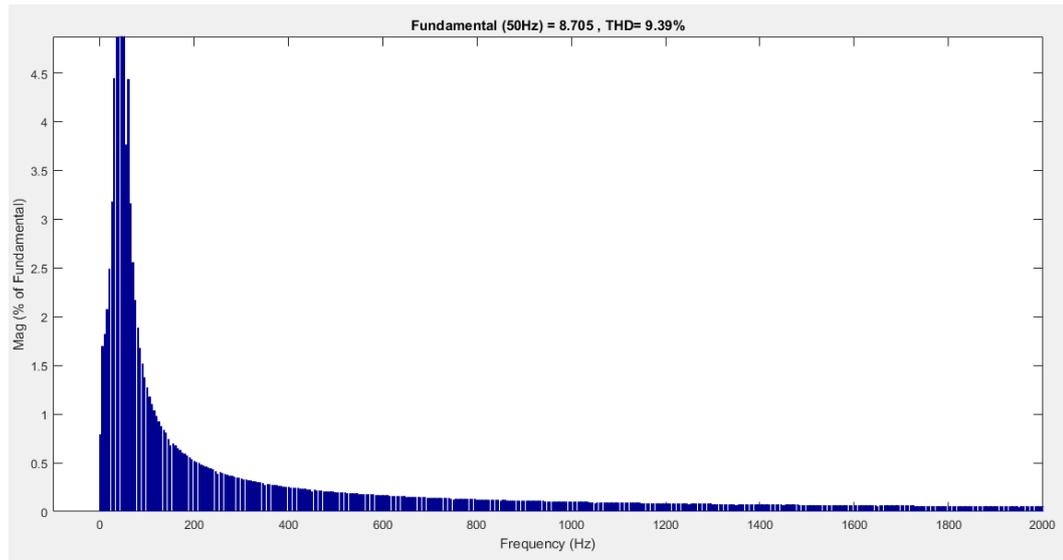


Figura 5.33:Espectro armónico de corriente motor roto ($R_b=3$).

Atendiendo al espectro en frecuencia de la corriente se puede ver que en esta ocasión sí que se producen cambios. Lo que más llama la atención es la aparición de componentes interarmónicas en torno a la frecuencia fundamental, así como un aumento de la amplitud de estas componentes interarmónicas.

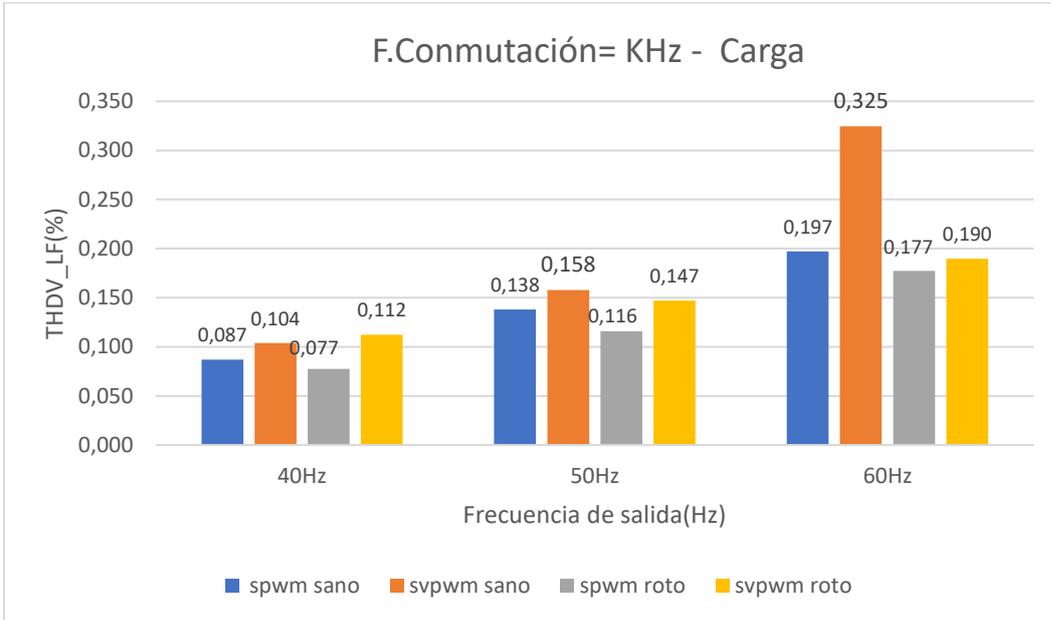
En el caso del motor sano la amplitud de estos interarmónicos llega apenas a un 0.015%, mientras que en el caso del motor roto se alcanzan 4 y 4.5% con $R_b=2\Omega$ y $R_b=3\Omega$ respectivamente.

Además, si se presta atención a la tasa de distorsión armónica calculada por el propio SIMULINK se obtienen una distorsión de 0.08% en el caso del motor sano, 5.68% para el motor roto con $R_b=2\Omega$ y 9.39% para el motor roto con $R_b=3\Omega$.

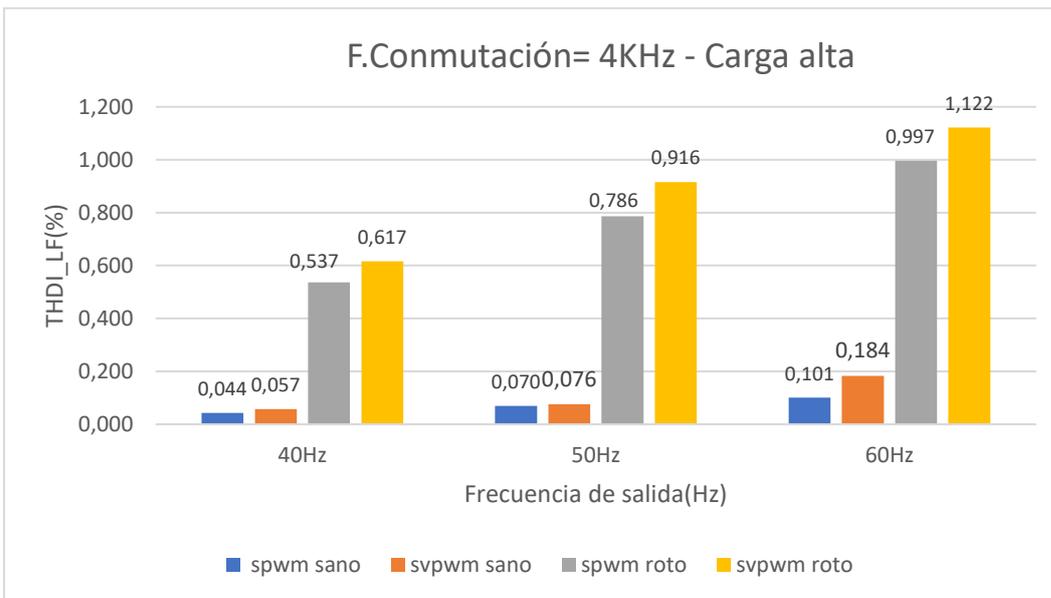
Tras haber visto esto se ha demostrado que las principales diferencias en el espectro armónico aparecen en la corriente cuando se trata de ensayos con una carga alta, es por ello por lo que posteriormente nos centraremos en estos casos para analizar más profundamente las diferencias entre los motores sanos y motores con barras rotas.



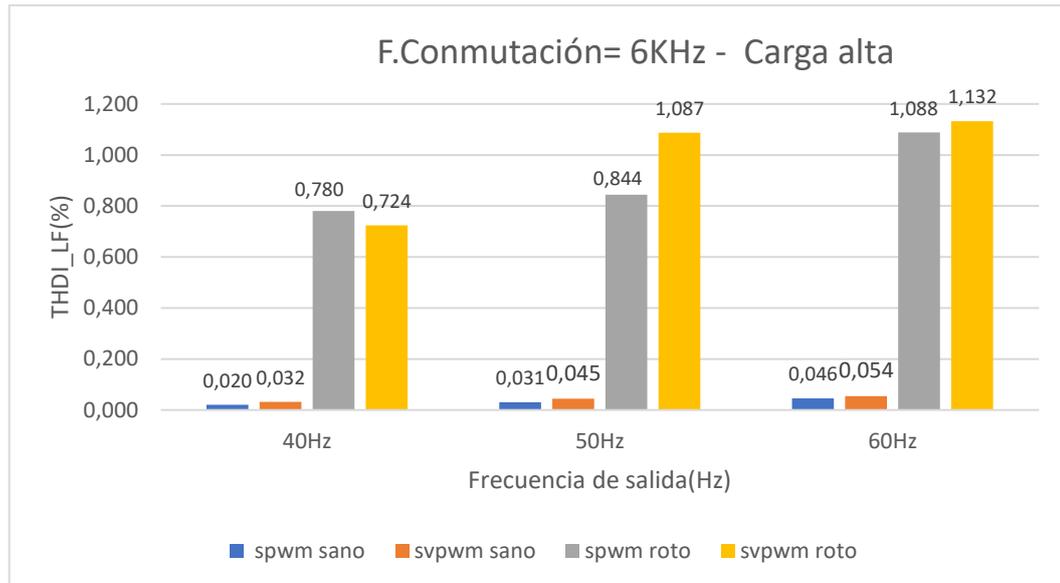
a) Tasa de distorsión armónica THD_LF (Armónicos del 2° al 40°).



Gráfica 5.21:THDI_LF Comparación 4KHz carga baja.



Gráfica 5.22:THDI_LF Comparación 4KHz carga alta.



Gráfica 5.23:THDI_LF Comparación 6KHz carga alta.

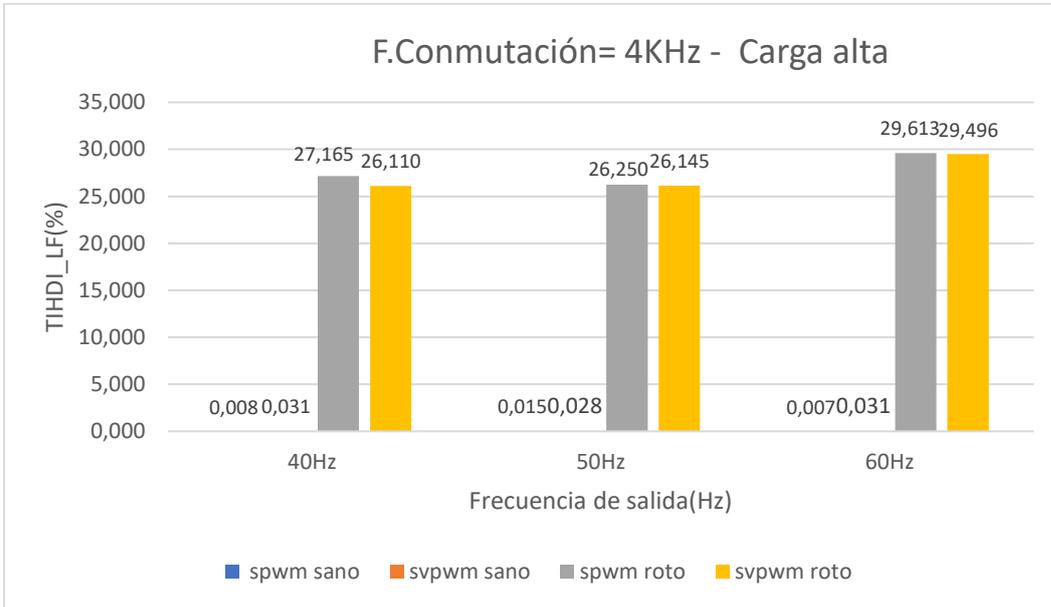
En esta ocasión se visualizará las tasas de distorsión considerando únicamente los armónicos de la parte baja.

Como podría resultar evidente, los resultados son los esperados. En aquellos ensayos del motor sano la distorsión armónica es mucho menor que en los casos en los que se emplea un motor con barras rotas.

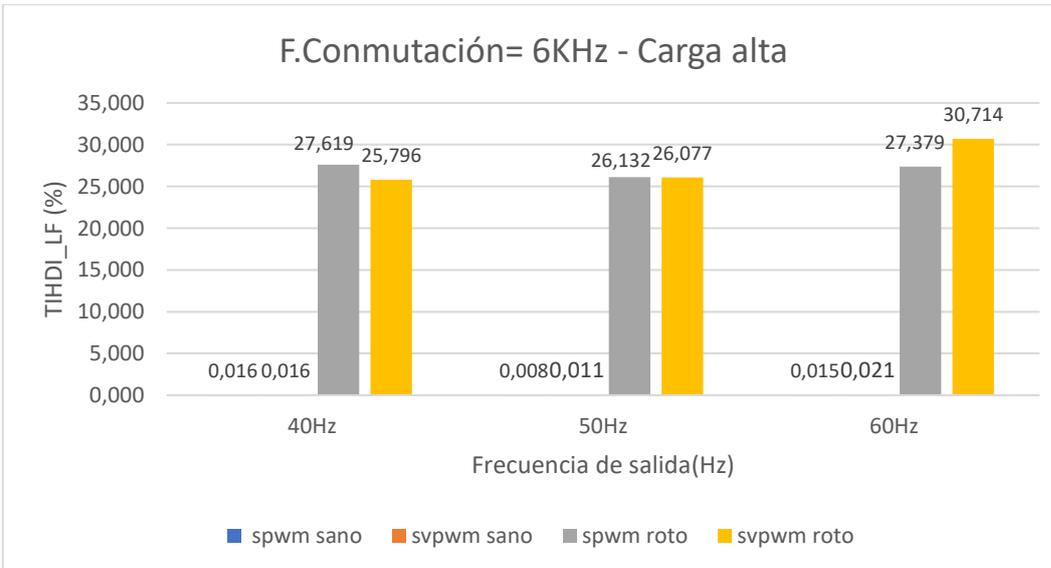
La distorsión en estos casos aumenta, aunque no se produce un incremento porcentual tan notable como en los casos en los que se tienen en cuenta los interarmónicos (las bandas laterales producidas por barras o anillos rotos aparecen en los interarmónicos en torno al armónico fundamental).

A la hora de ver las diferencias entre los ensayos a 4KHz y los ensayos 6KHz se aprecia que conforme aumenta la frecuencia de conmutación la distorsión aumenta, pero de forma muy escasa porcentualmente hablando.

b) Tasa de distorsión interarmónica de baja frecuencia TIHD_LF. (Solo interarmónicos de la parte baja hasta 40x f_1 Hz).



Gráfica 5.24:TIHDI_LF Comparación 4KHz carga alta.



Gráfica 5.25:TIHDI_LF Comparación 6KHz carga alta.

En este caso la diferencia entre los ensayos del motor sano y el roto son mucho más notables. Esto se debe, como ya hemos dicho antes a que en el caso de motores con barras rotas se producen unas componentes en las frecuencias determinadas en la ecuación 5.3.

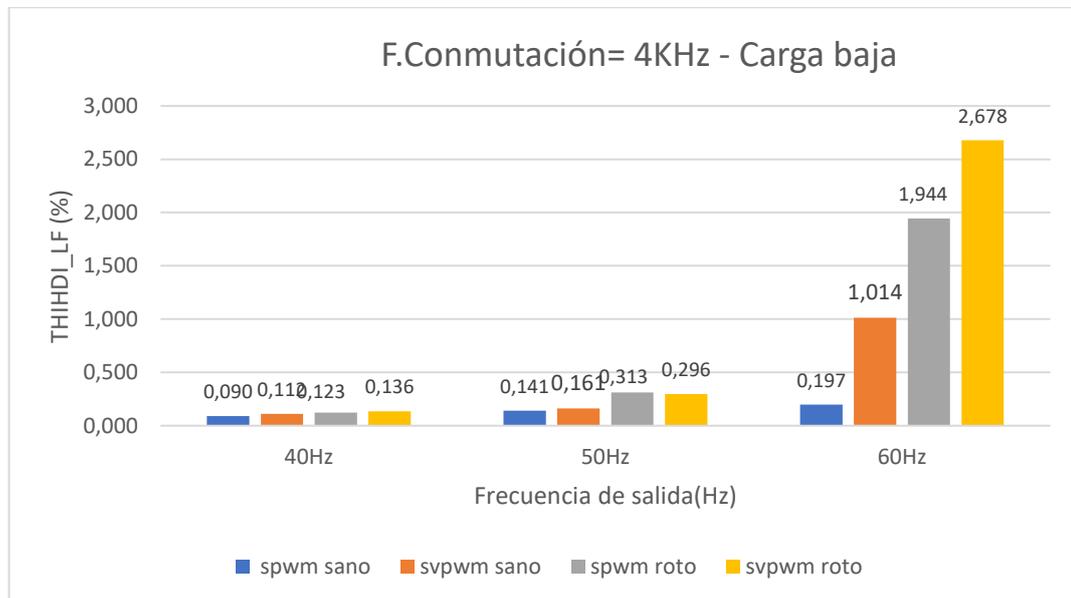
Esto conlleva en un incremento de la amplitud en aquellos interarmónicos donde se producen estas componentes y por lo tanto un aumento de la distorsión interarmónica.



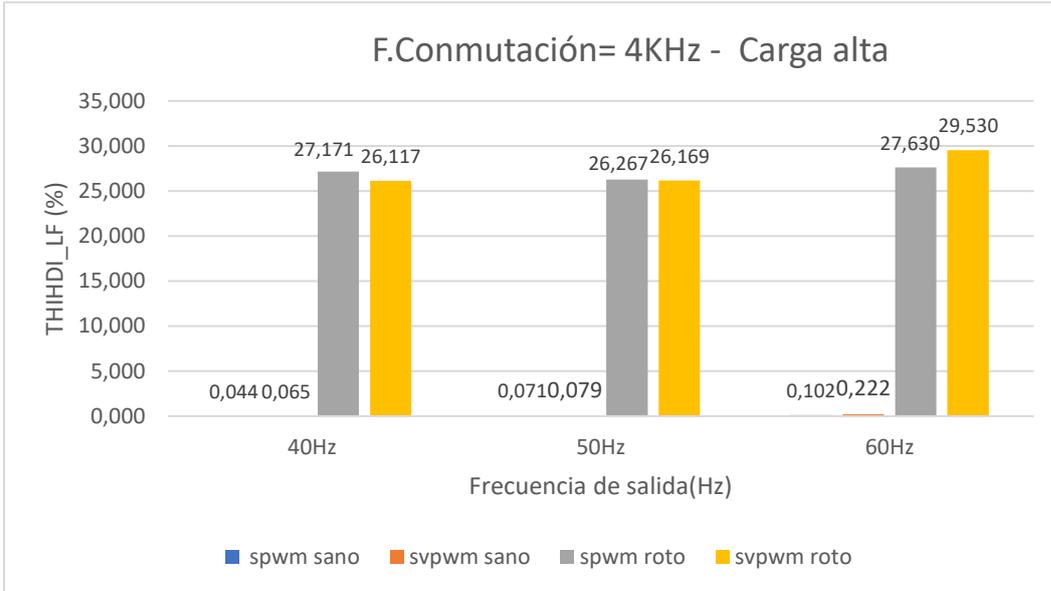
Si nos fijamos a las diferencias existentes entre los resultados con 4KHz de conmutación y con 6KHz se observará que los valores son muy similares y no se producirá por tanto el fenómeno de la disminución de la distorsión con el aumento de la frecuencia de conmutación puesto que esto se manifiesta de forma más clara en la parte alta.

Esta será la tasa más importante a la hora de ver las diferencias entre un motor sano y un motor con barras rotas puesto que será la tasa que mayor carga aporte al resto de las tasas.

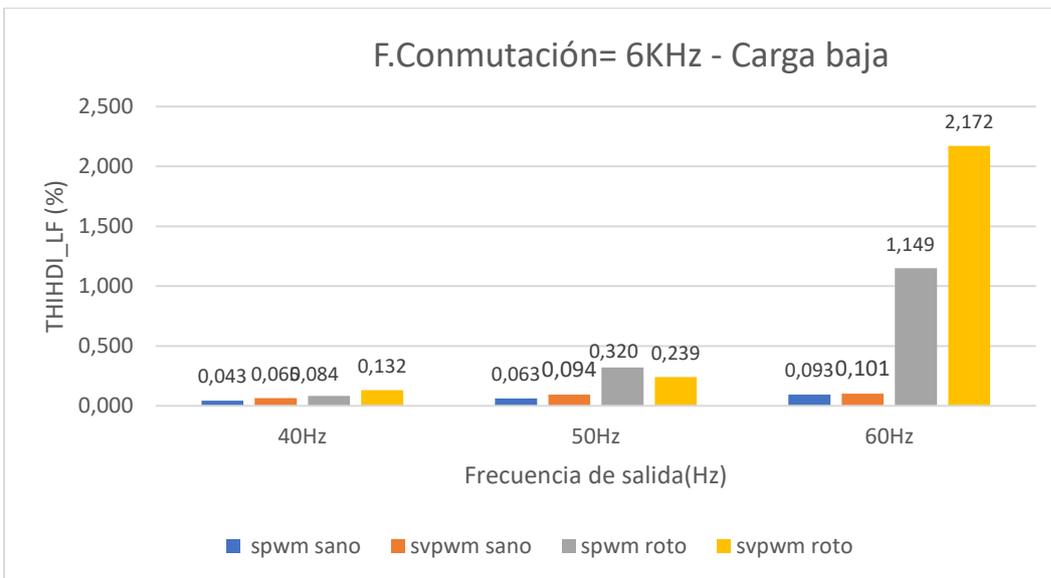
c) Tasa de distorsión armónica e interarmónica de baja frecuencia THIHDI_LF (armónicas e interarmónicas hasta 40xF1Hz).



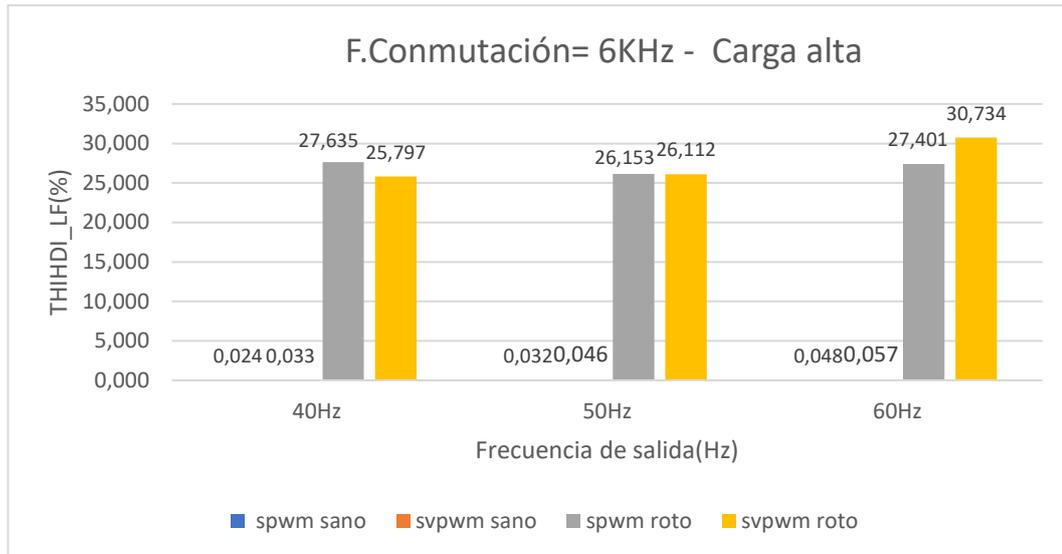
Gráfica 5.26: THIHDI_LF Comparación 4KHz carga baja.



Gráfica 5.27:THIHDI_LF Comparación 4KHz carga alta.



Gráfica 5.28:THIHDI_LF Comparación 6KHz carga baja.



Gráfica 5.29: THIHDI_LF Comparación 6KHz carga alta.

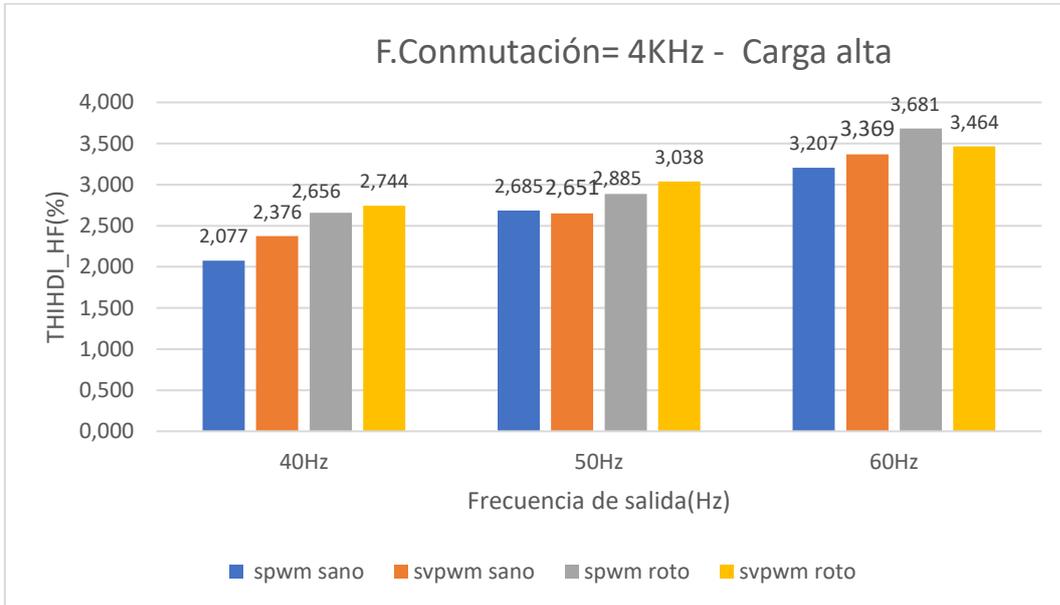
En esta tasa se tendrán en cuenta tanto los armónicos como los interarmónicos de la parte baja del espectro. Tal y como se ha visto en el apartado 4.4. esta tasa se puede obtener como la adición de los cuadrados de las anteriores tasas:

$$THIHD_{LF}^2 = THD_{LF}^2 + TIHD_{LF}^2$$

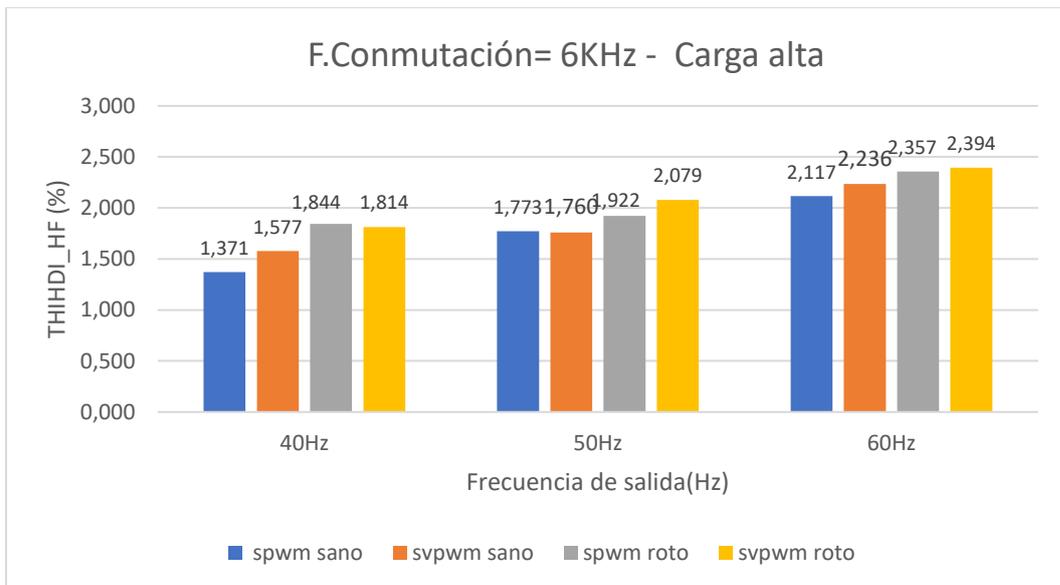
De esta forma la tasa de distorsión armónica al tener valores mucho menores tendrá una menor aportación a la tasa total THIHDI_LF, quien poseerá valores mucho más similares a la tasa de distorsión interarmónica de baja frecuencia.



d) Tasa de distorsión armónica de alta frecuencia THIHDI_HF (armónicas e interarmónicas desde el armónico 41° hasta 20KHz).



Gráfica 5.30:THIHDI_HF Comparación 4KHz carga alta.



Gráfica 5.31:THIHDI_HF Comparación 6KHz carga alta.

En esta ocasión pasamos a la parte alta del espectro, es decir no se tendrán cuenta ni armónicos ni interarmónicos inferiores al armónico de orden 40°.

Lo primero que llama la atención en comparación con las gráficas mostradas anteriormente es el hecho que no existen grandes diferencias entre los ensayos con motores sanos y motores con barras rotas.



Para explicar este fenómeno debemos retornar al apartado 5.1.4. donde se indicaba que los motores con barras rotas presentan componentes laterales como máximo en el armónico 11^º mientras que los cálculos para calcular esta tasa se realizan a partir del armónico 40^º.

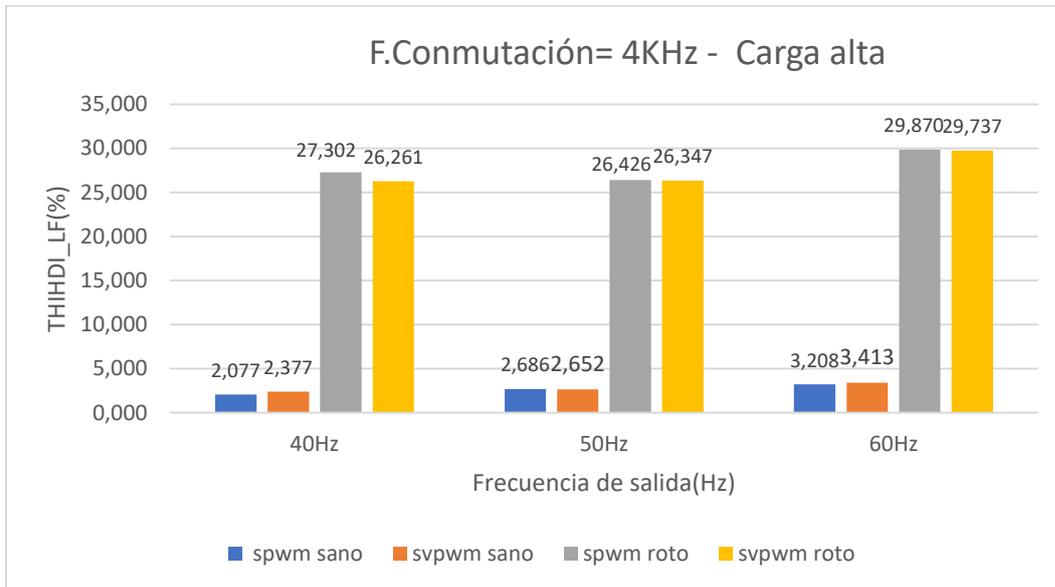
Es por este motivo que en los gráficos mostrados no muestran ninguna repercusión de efecto de barras del rotor rotas.

Puede observarse igualmente el hecho de que se produce un incremento de la distorsión conforme aumenta la frecuencia fundamental, aunque resulta de mayor interés comprobar las diferencias entre los ensayos a 4KHz y a 6KHz.

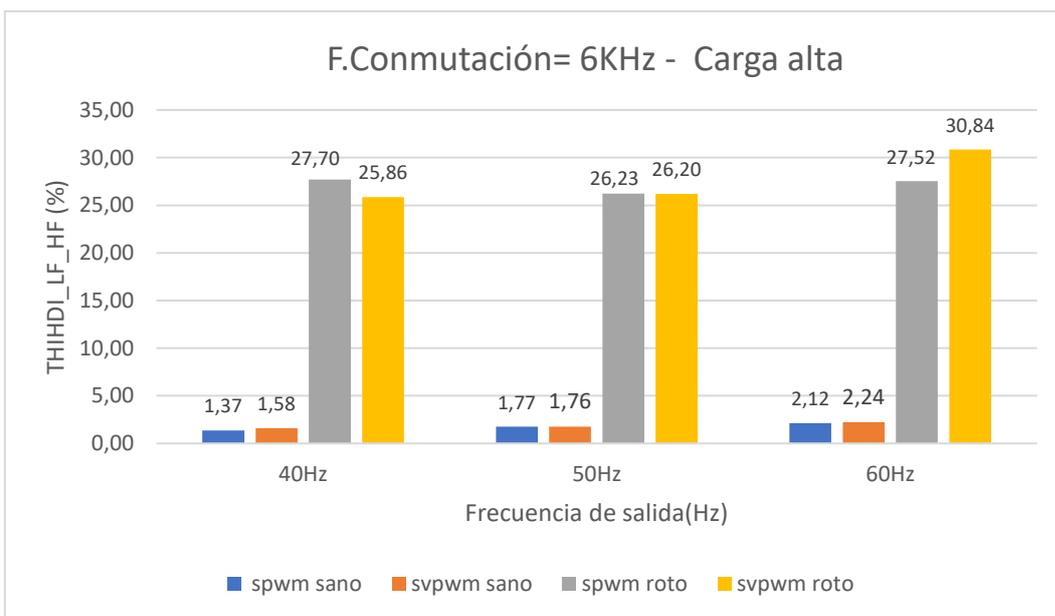
De esta forma se puede verificar lo mencionado en anteriores tasas, al estar en la parte alta del espectro disminuye la distorsión armónica al aumentar la frecuencia de conmutación.



e) Tasa de distorsión armónica total THIHDI_LF_HF (armónicas e interarmónicas hasta 20KHz)



Gráfica 5.32:THIHDI_LF_HF Comparación 4KHz carga alta.



Gráfica 5.33:THIHDI_LF_HF Comparación 6KHz carga alta.

Esta tasa, tal y como indica su nombre es la tasa de distorsión armónica total, y por lo tanto para su cálculo se tendrán en cuenta tanto armónicos e interarmónicos de todo el espectro hasta los 20000Hz determinados en el análisis.

Al igual que lo ocurrido con la THIHDI_LF, la THIHDI_LF_HF se puede obtener como combinación de otras dos tasas según lo visto en el apartado 4.4.6.



$$THIHD_{LF_HF^2} = THIHD_{LF^2} + THIHD_{HF^2}$$

Por lo tanto, de forma indirecta, para el cálculo de esta tasa se tienen en cuenta de nuevo los interarmónicos de la parte baja del espectro y es por ello por lo que se producen grandes diferencias entre la carga armónica presente en los ensayos de motores sanos y rotos.



5.5. Conclusiones.

En este apartado se procurará presentar de forma resumida las conclusiones que se pueden obtener de los ensayos realizados.

Lo primero que se debe señalar es que se han desarrollado unos modelos de simulación para motores de inducción de baja potencia excitados por inversores en fuente de tensión trifásicos, simulando diferentes posibilidades reales con parámetros variables como son la frecuencia de salida, frecuencia de conmutación, la carga y el estado del motor (sano o defectuosos, en este caso simulando un fallo por barras rotas), así como el tipo de modulación.

Las siguientes conclusiones se verán reflejadas a raíz de la observación de los análisis espectrales realizados y la comparación de los resultados en los apartados 5.3.2, 5.3.3 y 5.4.

Si atendemos a los análisis en baja frecuencia de la tensión se observa que la distorsión será mayor en aquellos casos en los que se emplee una modulación SVPWM, y no presentará diferencias visibles dependiendo de la frecuencia de conmutación empleada.

Por otra parte, si nos centramos en los análisis realizados sobre la corriente del estator empiezan a aparecer diferencias entre las diferentes frecuencias de conmutación, obteniendo menores distorsiones cuanto mayor sea esta frecuencia. Sin embargo, este hecho no es muy notable debido a que aún nos encontramos en la parte baja del espectro. Al igual que en el caso de la tensión, la distorsión será mayor en el empleo de una modulación espacio vectorial.

Pasando ahora a comentar lo visto en la parte alta del espectro se aprecia que para la tensión ahora serán los modelos empleando la modulación SPWM quienes posean una mayor distorsión, además de que ahora, al estar en la parte alta disminuirá ligeramente la carga armónica al aumentar la frecuencia de conmutación.

En lo referente a la corriente en la parte alta este hecho será mucho más visible, teniendo valores de distorsión notablemente más bajo en los casos de 6KHz de frecuencia de conmutación.

Por lo tanto, y ante los resultados vistos para un motor sano, lo más recomendable para evitar altas distorsiones será trabajar con una modulación SPWM y con la mayor frecuencia de conmutación posible, aunque ello conlleve el aumento de las pérdidas de potencia por conmutación. Todo ello para evitar la generación de interarmónicos en torno a los múltiplos de la frecuencia de conmutación.



Centrándonos ahora en lo visto en el apartado 5.4. y observando los gráficos comparativos entre un motor sano y un motor con barras rotas se comprueba que la mayor diferencia aparece en la corriente de baja frecuencia, más concretamente en la tasa de distorsión interarmónicas Low Freq, lo cual demuestra la aparición de componentes laterales en torno a los armónicos de orden 1°, 5°, 7° y 11° tal y como se vio en el apartado 5.2.4.

Además, ha quedado comprobado que la técnica “Análisis del espectro en frecuencia de las corrientes del motor” mencionada en el apartado 3.3.2. es una técnica fiable para lograr detectar fallos por barras o anillos del rotor rotos para motores de inducción.

Por lo tanto, es posible emplear cualquier analizador de redes comercial para detectar una avería, necesitando conocer previamente los valores comunes de las tasas en las que se han observado diferencias, cuando el motor aún estaba sano.

Los modelos creados y las simulaciones correspondientes permiten anticipar lo que pueda ocurrir con ensayos reales, ahorrando costes y ofreciendo una mayor flexibilidad, dando la posibilidad de simular más posibilidades que empleando únicamente métodos experimentales, como han sido probar un mismo motor con diferentes grados de rotura en las barras.

Por el contrario, no se ha podido tener en cuenta efectos reales como la presencia de varios fallos simultáneos (la habitual excentricidad mezclada con otros fallos), otros armónicos debidos a los presentes en la red de suministro o el transitorio de arranque real en un variador de frecuencia comercial. En futuras líneas de investigación se pueden abordar estos u otros aspectos creando nuevos modelos de simulación.



6. BIBLIOGRAFÍA

A continuación, se añade el listado completo de referencias bibliográficas que se han citado a lo largo del documento de acuerdo a un orden alfabético.

[1] Asociación Española de Normalización y Certificación. (2010). *Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 4-30*. (UNE-EN 61000-4-7:2004/A1:2010). Recuperado de <https://www.aenor.com/normas-y-libros/buscador-de-normas/UNE?c=N0044757> / Consultado el 12/06/2019.

[2] Asociación Española de Normalización y Certificación. (2015). *Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 4-30*. (UNE-EN 61000-4-30:2015). Recuperado de <https://www.aenor.com/normas-y-libros/buscador-de-normas/UNE?c=N0055654> / Consultado el 12/06/2019.

[3] Bossio. G. R., De Ángelo C. H., De Pauli A. D., García G. O., (2005) *Técnica de mantenimiento predictivo en máquinas eléctricas. Diagnóstico de fallas en el rotor de motores de inducción, Grupo de Electrónica Aplicada*, Facultad de Ingeniería, UNRC, Argentina.

[4] CHAPMAN, D. (2010). *Guía de calidad de la energía eléctrica. Armónicos causas y efectos*. Madrid. CEDIC.

[5] Duque, Ó., & Pérez, M. (2005). Motores de Inducción. *Técnicas de Mantenimiento Predictivo*. Abecedario Sept. pp.226-233.

[6] Flores, R., & Asiaín, T. I. (2011). Diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas rotatorias utilizando la técnica de espectros de frecuencia de bandas laterales. *Información tecnológica*, 22(4), 73-84.

[7] Hanzelka, Z., & Andrzej, B. (2004). *Guía de calidad de la energía eléctrica. Armónicos e hinterarmónicos*. Madrid, España. CEDIC.

[8] Herrero L. C. y Martínez F, (2009) *Convertidores CC/CA*, Apuntes de la asignatura Electrónica de Potencia: Dpto. Tecnología Electrónica, EII, Universidad de Valladolid.

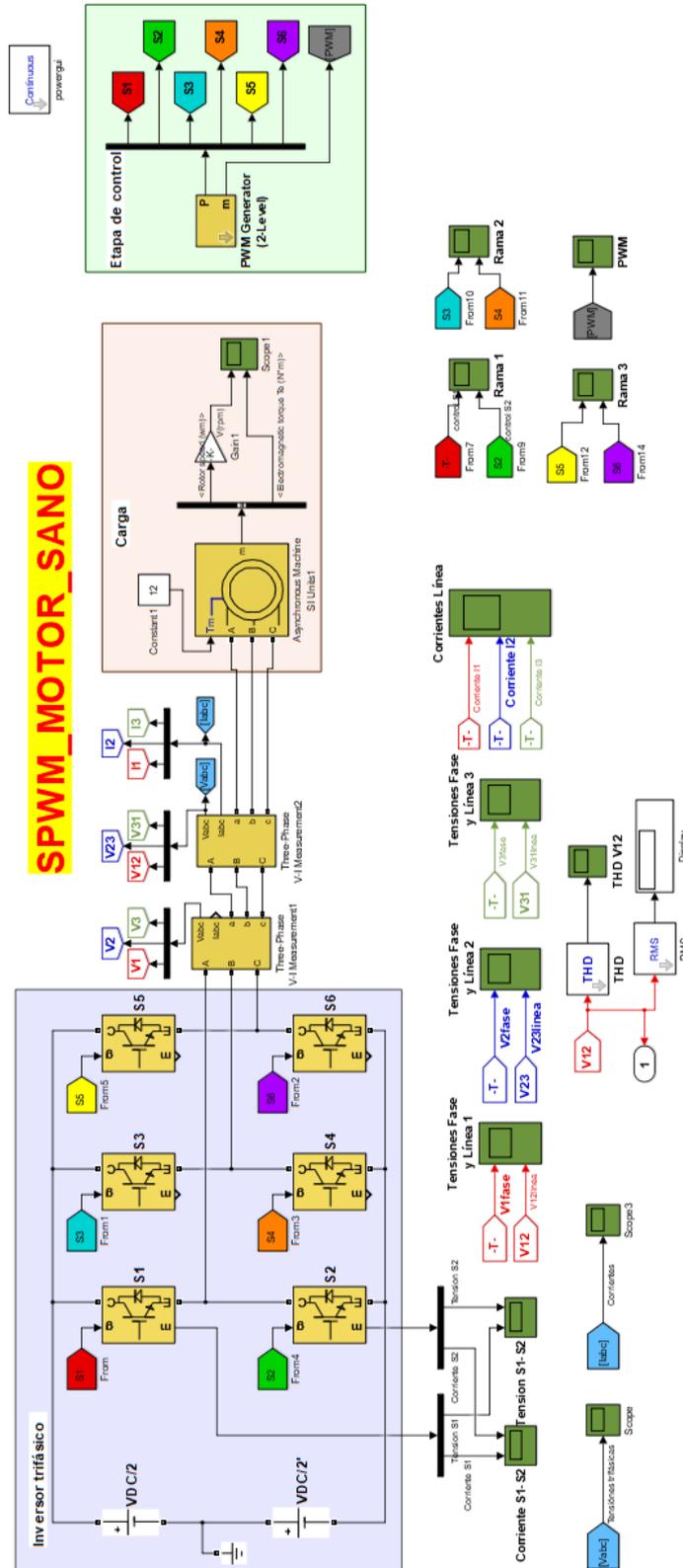
[9] Herrero L. C. y Martínez F, (2009) *Semiconductores de potencia*. Apuntes de la asignatura Electrónica de Potencia: Dpto. Tecnología Electrónica, EII, Universidad de Valladolid. pp. 14-20.



- [10] Jimena, L. M. D., Alberto, C. M. G., Chávez, D., Oscar, J., & Alberto, G. L. C. (2007). *MODULACIÓN PWM APLICADA A INVERSORES TRIFÁSICOS DENTRO DEL ESQUEMA DE ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS AC*. Universidad del Cauca, Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones (FIET). pp. 2-6. pp13-17.
- [11] Langella, R., Testa, A., Meyer, J., Möller, F., Stiegler, R., & Djokic, S. Z. (2016). Experimental-based evaluation of PV inverter harmonic and interharmonic distortion due to different operating conditions. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 65(10), pp.2221-2233.
- [12] MathWorks. (2019). Power_fftscope [Descripción función de Matlab]. Recuperado de https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/power_fftscope.html#bryulc6-1 / Consultado el 12/06/2019.
- [13] Mohan, N. (2009). *Electrónica de Potencia. Convertidores, Aplicaciones y Diseño* (Spanish Edition). México: Mc Graw Hill.
- [14] Mora, J. F. (2003). *Máquinas eléctricas*. Quinta Edición McGraw-Hill. pp.259-379.
- [15] Posada Contreras, J. (2005). *Modulación por ancho de pulso (PWM) y modulación vectorial (SVM). Una introducción a las técnicas de modulación*. El Hombre y la Máquina, (25).
- [16] Rashid, M. H. (2004). *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación.
- [17] Sapena Bañó, A. (30 de Junio, 2017). *Simulación de motor de inducción de jaula de ardilla en SIMULINK [Video]*. Recuperado de <https://riunet.upv.es/handle/10251/84177> / Consultado el 12/06/2019.
- [18] Shi, X., Wang, Z., Zhao, X., & Si, J. (2016, August). *A simple simulation model for the broken bars fault of induction motor in variable frequency environment*. In 2016 IEEE International Conference on Information and Automation (ICIA) (pp. 1687-1690). IEEE.

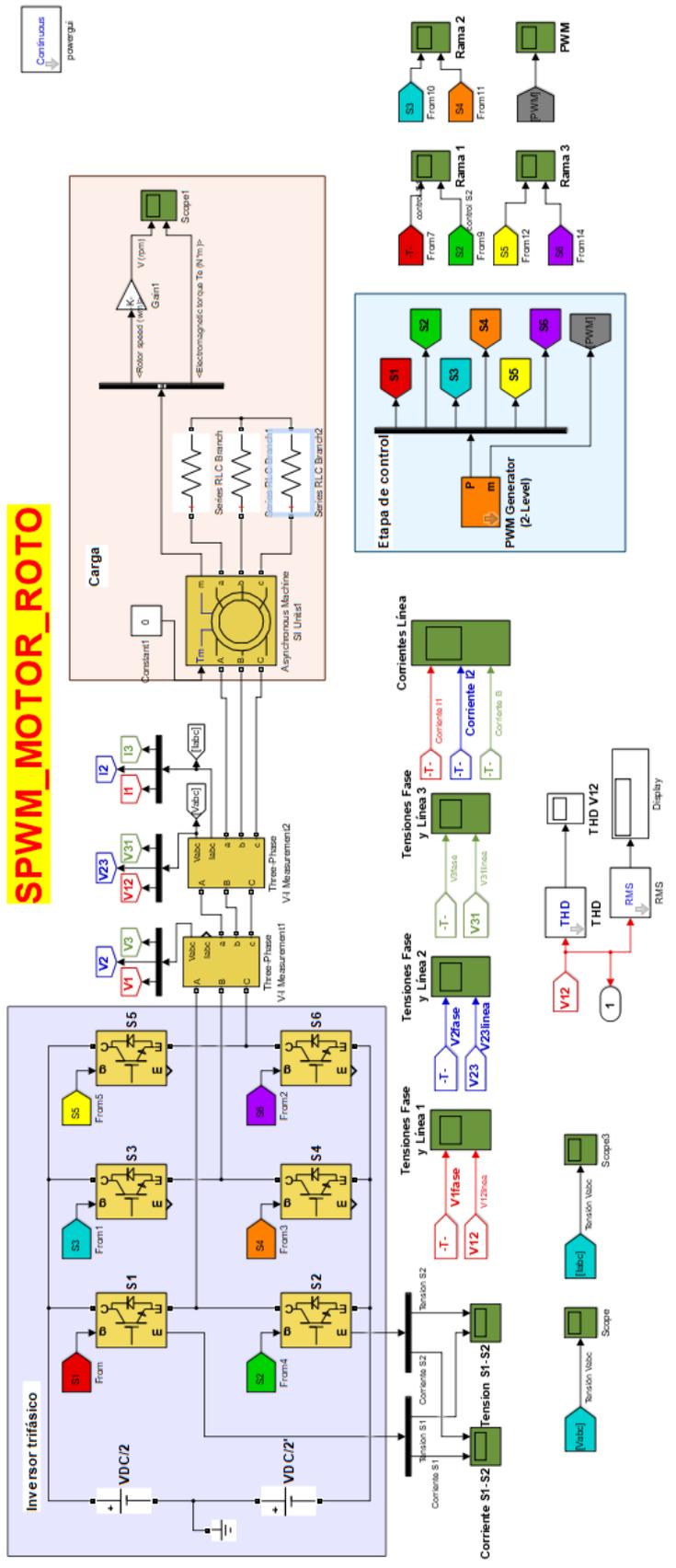
7. ANEXOS.

7.1. Inversor_SPWM_Motor_sano.slx

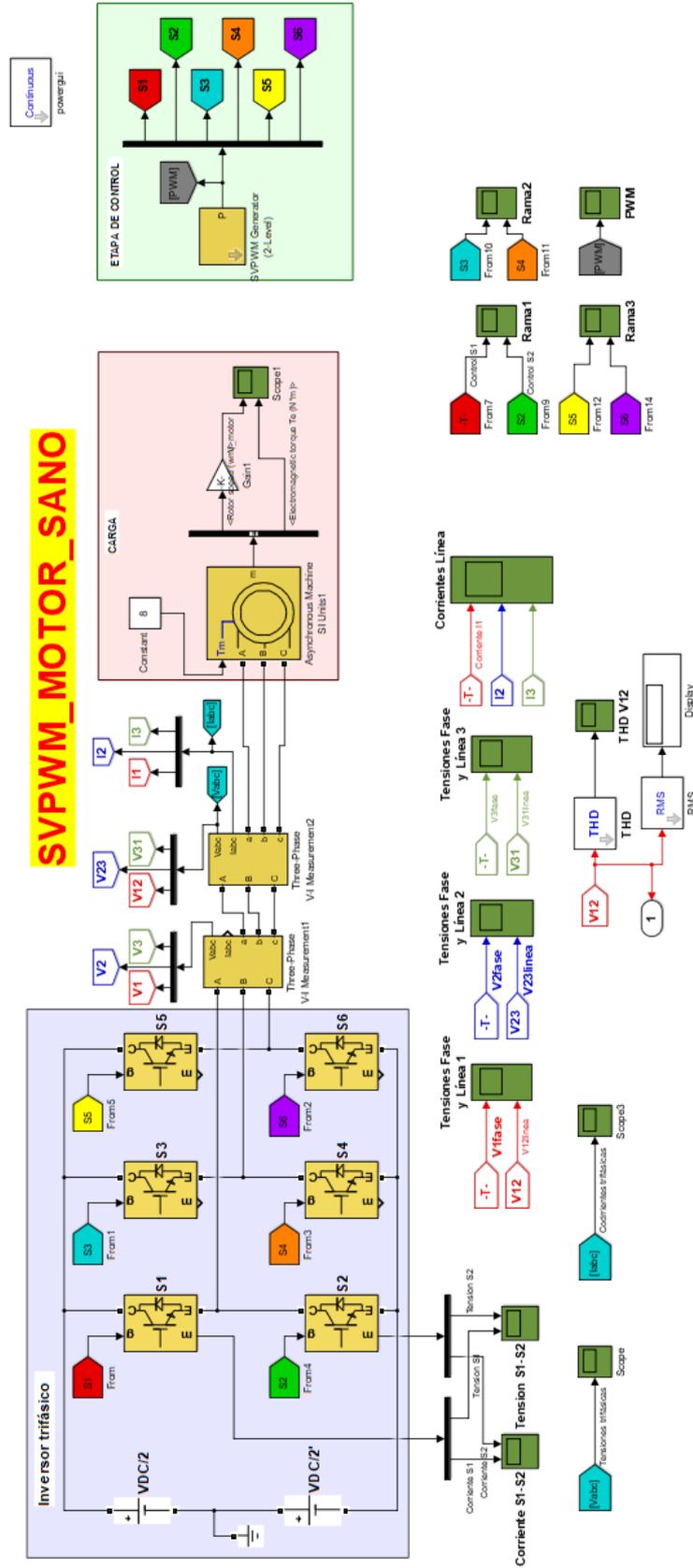




7.2.Inversor_SPWM_Motor_roto.slk



7.3.Inversor_SVPWM_Motor_sano.slx



SVPWM_MOTOR_SANO



7.4.Inversor_SVPWM_Motor_roto.slx

