



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**

UNIVERSIDAD DE VALLADOLID

ESCUELA DE INGENIERIAS INDUSTRIALES

Grado en Ingeniería en Electrónica Industrial y Automática

**ANÁLISIS Y DIMENSIONADO DE LOS
CONVERTIDORES CC/CA**

Autor:

Gala García, Jorge

Tutor:

**Buey Cuesta, José Julio
Departamento de Tecnología
Electrónica**

Valladolid, julio de 2022



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**

UNIVERSIDAD DE VALLADOLID

ESCUELA DE INGENIERIAS INDUSTRIALES

Grado en Ingeniería en Electrónica Industrial y Automática

**ANÁLISIS Y DIMENSIONADO DE LOS
CONVERTIDORES CC/CA**

Autor:

Gala García, Jorge

Tutor:

Buey Cuesta, José Julio

Departamento de Tecnología Electrónica

Valladolid, julio de 2022

RESUMEN

En este trabajo de fin de grado se analiza el estado de los convertidores CC/CA en la actualidad, así como las formas en las que se pueden clasificar, sus aplicaciones y un estudio de mercado de dichos convertidores. Se estudia con más detalle los convertidores monofásicos en puente completo y los convertidores trifásicos, controlados mediante técnicas de pulso único por semiciclo y pulso múltiple por semiciclo.

También se exponen los cálculos necesarios para el dimensionado de estos dispositivos electrónicos y se desarrolla una herramienta mediante la aplicación Excel, la cual facilitará la comprobación de estos cálculos.

PALABRAS CLAVE

Electrónica, potencia, convertidor, inversor, Excel

ABSTRACT

This final degree thesis analyses the current status of DC/AC converters, as well as the ways in which they can be classified, their applications and a market study of these converters. Single-phase full-bridge converters and three-phase converters, controlled by single pulse per half-cycle and multiple pulse per half-cycle techniques, are studied in more detail.

The calculations necessary for the sizing of these electronic devices are also presented and a tool is developed using the Excel application, which will facilitate the checking of these calculations.

KEYWORDS

Electronics, power, converter, inverter, Excel

ÍNDICE

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	1
2. DESARROLLO DEL TFG.....	3
2.1 ESTADO DEL ARTE	4
2.1.1 DEFINICIÓN DE CONVERTIDOR CC/CA	4
2.1.2 ETAPAS DE LOS CONVERTIDORES CC/CA.....	4
2.1.3 CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES CC/CA	5
2.1.4 APLICACIONES DE LOS CONVERTIDORES CC/CA	17
2.1.5 ESTUDIO DE MERCADO	22
2.2 ANÁLISIS DE CONVERTIDORES CC/CA	31
2.2.1 POLOS DE POTENCIA	31
2.2.2 ARMÓNICOS.....	35
2.2.3 MONOFÁSICOS	39
2.2.4 TRIFÁSICOS.....	50
2.3 DIMENSIONADO DE CONVERTIDORES CC/CA	54
2.3.1 CÁLCULOS CONVERTIDOR MONOFÁSICO PUENTE COMPLETO	54
2.3.2 CÁLCULOS CONVERTIDOR TRIFÁSICO	57
2.3.3 CÁLCULOS ELECTROTÉCNICOS	59
2.3.4 CÁLCULOS DE ARMÓNICOS	60
2.3.5 CÁLCULOS DE FILTRADO	62
2.4 DESARROLLO DE LA APLICACIÓN EXCEL	63
2.4.1 DESARROLLO.....	63
2.4.2 FUNCIONAMIENTO	68
3. CONCLUSIONES	71
4. BIBLIOGRAFÍA	73

Índices

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Símbolo de un inversor monofásico [1].....	4
Figura 2: Símbolo de un inversor trifásico [1].....	4
Figura 3: Etapas básicas de los convertidores CC/CA	4
Figura 4: Ejemplo de inversor controlado trifásico [1]	5
Figura 5: Esquema de un inversor autónomo trifásico [1].....	6
Figura 6: Estructura de un convertidor CC/CA en fuente de tensión [1]	6
Figura 7: Estructura de un convertidor CC/CA en fuente de corriente [1].....	7
Figura 8: Estructura de un convertidor CC/CA con DC Link variable [1].....	7
Figura 9: Estructura y forma de onda de un inversor de dos niveles [1]	7
Figura 10: Estructura y forma de onda de un inversor multinivel [1].....	8
Figura 11: Topología del inversor en semipuente [1].....	8
Figura 12: Topología del inversor en puente [1].....	9
Figura 13: Topología del inversor Push-Pull [4]	9
Figura 14: Señales de control de los transistores del inversor Push-Pull [4]....	9
Figura 15: Tensión de salida del inversor Push-Pull [4].....	10
Figura 16: Tensión que soporta un transistor en un inversor Push-Pull [4]	10
Figura 17: Formas de onda de un inversor trifásico equilibrado [5].....	11
Figura 18: Tensión de salida en un inversor monofásico controlado por variación de continua	12
Figura 19: Señales de control de los polos de potencia en un inversor monofásico en puente	12
Figura 20: Tensión de salida en un inversor monofásico controlado por desplazamiento de fase	13
Figura 21: Formas de onda de las señales portadora y moduladora	13
Figura 22: Tensión de salida del un inversor controlado por PWM.....	14
Figura 23: Formas de onda de las señales portadora y moduladoras en conmutación unipolar	15
Figura 24: Topología de un inversor monofásico en puente	15
Figura 25: Gráficas de las señales con control PWM unipolar	16
Figura 26: Despiece de un motor de inducción de Jaula de Ardilla	17
Figura 27: Etapas de un variador de frecuencia	17
Figura 28: Estructura típica de un SAI.....	18
Figura 29: Esquema de un inversor central.....	19
Figura 30: Esquema de un inversor por cadena.....	20
Figura 31: Esquema de un inversor por módulo (microinversor)	20
Figura 32: Tipos de convertidores usados en un vehículo eléctrico	21
Figura 33: Esquema de un horno de inducción.....	21
Figura 34: Diferentes tipos de ondas generadas por un inversores [16].....	22
Figura 35: Inversor onda cuadrada 600W	22

Índices

Figura 36: Inversor onda modificada 300W.....	23
Figura 37: Inversor onda modificada 1500W	24
Figura 38: Inversor onda senoidal pura 300W	24
Figura 39: Inversor híbrido 3000W	25
Figura 40: Inversor cargador 1000W.....	26
Figura 41: Inversor trifásico híbrido 5000W	27
Figura 42: Inversor trifásico híbrido 12000W	27
Figura 43: Inversor monofásico conectado a red 1000W.....	28
Figura 44: Driver unipolar ULN203A.....	29
Figura 45: Driver bipolar DRV8825.....	30
Figura 46: Rango de tensión y corriente de los diferentes tipos de polos de potencia.....	32
Figura 47: Rango de frecuencia y potencia de los diferentes tipos de polos de potencia.....	32
Figura 48: Símbolos de los diferentes tipos de polos de potencia	33
Figura 49: Polos de potencia bidireccionales.....	34
Figura 50: Forma de onda sinusoidal pura.....	35
Figura 51: Forma de onda con contenido armónico.....	36
Figura 52: Filtro de salida en configuración L	37
Figura 53: Diferentes configuraciones de filtros en L.....	37
Figura 54: Filtro de orden 6	38
Figura 55: Inversor PWM con un motor de inducción como carga	38
Figura 56: Topología del inversor monofásico en medio puente [1]	39
Figura 57: Inversor monofásico en medio puente controlado por pulso único por semiciclo.....	40
Figura 58: Tensión de salida de un inversor en medio puente controlando la activación de los polos de potencia	40
Figura 59: Control PWM de un inversor monofásico en medio puente.....	41
Figura 60: Espectro armónico de la tensión de salida para un inversor monofásico en medio puente con control PWM	42
Figura 61: Armónicos de un inversor monofásico en medio puente con $m_a=2.5$ y $m_f=15$	42
Figura 62: Topología del inversor monofásico en puente completo [1].....	43
Figura 63: Inversor monofásico en puente completo controlado por pulso único por semiciclo.....	43
Figura 64: Control de la tensión de salida de un inversor monofásico en puente completo por desplazamiento de fase.....	44
Figura 65: PWM con conmutación bipolar para $m_a=0.8$ y $m_f=15$	46
Figura 66: Armónicos normalizados de la tensión de salida de un inversor monofásico en puente completo con $m_a=0.8$ [2].....	47
Figura 67: Sobremodulación PWM.....	47
Figura 68: PWM con conmutación unipolar	48

Análisis y dimensionado de los convertidores CC/CA

Figura 69: Tensión de salida del inversor monofásico en puente con control PWM unipolar	49
Figura 70: Armónicos normalizados para un inversor con conmutación unipolar y $m_a=0.8$ [2]	49
Figura 71: Topología del inversor trifásico [1]	50
Figura 72: Inversor trifásico controlado por pulso único por semiciclo [1].....	51
Figura 73: Espectro armónico normalizado del inversor trifásico controlado por onda cuadrada [2].....	51
Figura 74: Formas de onda de control PWM trifásico [1]	52
Figura 75: Formas de onda de salida de un inversor trifásico controlado por PWM [1]	53
Figura 76: Espectro armónico normalizado de la tensión de salida entre fases para un inversor trifásico con $m_a=0.8$ y $m_f=15$ [2]	53
Figura 77: Carga trifásica conectada en estrella [2]	57
Figura 78: Filtro pasivo de paso bajo con una inductancia	62
Figura 79: Filtro pasivo de segundo orden.....	62
Figura 80: Menú principal de la aplicación Excel	63
Figura 81: Submenú de convertidores monofásicos en puente completo.....	64
Figura 82: Submenú de convertidores trifásicos.....	64
Figura 83: Resultados en función del orden del armónico n.....	65
Figura 84: Resultados referentes a la salida total	66
Figura 85: Ventana emergente de instrucciones para el convertidor monofásico controlado por onda cuadrada	66
Figura 86: Botón para acceder a la teoría	67
Figura 87: Teoría del convertidor monofásico controlado por PWM bipolar ...	68

Índices

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Comparativa entre inversores monofásicos y trifásicos [6]	11
Tabla 2: Tabla resumen de los diferentes tipos de polos de potencia	34
Tabla 3: Comparación entre el control PWM Bipolar y Unipolar.....	50
Tabla 4: Tabla de armónico normalizados de la tensión de salida de un inversor monofásico para $m_f > 9$ [2]	56
Tabla 5: Tabla de armónico normalizados de la tensión fase-fase de un inversor trifásico para $m_f > 9$ y múltiplo de 3 [2]	58

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Introducción y objetivos

En muchas ocasiones es necesario transformar el tipo de corriente de nuestro sistema eléctrico para poder utilizarla e incluso transportarla de una manera más eficiente. Por ejemplo, la corriente continua de una batería deberá ser transformada a corriente alterna para poder conectar muchos aparatos eléctricos de uso doméstico. Aquí es donde entran en juego los convertidores CC/CA, los cuales son muy importantes en la actualidad ya que se utilizan tanto en aplicaciones médicas (sistemas de alimentación ininterrumpidas), energéticas (inversores fotovoltaicos), industriales (accionamientos de motores de alterna a velocidades variables) y muchas otras que explicaremos a lo largo de este trabajo.

El objetivo de este trabajo es estudiar y analizar los principales tipos de convertidores continua-alterna, los cuales, como veremos más adelante, se pueden clasificar de diferentes formas.

Además, se desarrollará una aplicación informática de Excel que sirva como herramienta de ayuda académica y en la comprobación de los cálculos realizados a la hora de dimensionar este tipo de convertidores.

La estructura planteada para este trabajo constará de cuatro apartados principales:

- **Estado del arte:** se definirá el concepto de convertidor CC/CA y se expondrán las diferentes formas en las que se pueden clasificar. Se presentarán las principales aplicaciones que tienen este tipo de convertidores y se hará un estudio de mercado de estos.
- **Análisis de convertidores CC/CA:** se estudiarán los polos de potencia más usados en estos convertidores. También se entrará en el estudio de los armónicos y el filtrado de la señal de salida. Una vez tengamos esto claro, analizaremos de forma más profunda cada tipo de convertidor CC/CA entre los elegidos.
- **Dimensionado de convertidores CC/CA:** se expondrán los cálculos necesarios para dimensionar cada tipo de convertidor explicado y los filtros de la señal de salida.
- **Desarrollo de la aplicación Excel:** en este último apartado se mostrará cómo se ha desarrollado la aplicación Excel y la explicación de su funcionamiento.

2. DESARROLLO DEL TFG

2.1 ESTADO DEL ARTE

2.1.1 DEFINICIÓN DE CONVERTIDOR CC/CA

Un convertidor de potencia continua-alterna es un dispositivo que se encarga, por conmutación de un voltaje continuo de entrada en una secuencia predeterminada, de generar una tensión alterna cuya magnitud, frecuencia y fase pueden ser controladas. [1]

Los convertidores CC/CA, también llamados inversores, se pueden representar con el siguiente símbolo:

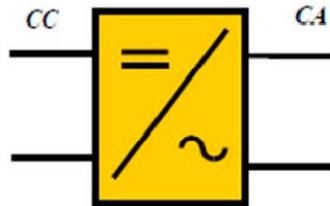


Figura 1: Símbolo de un inversor monofásico [1]

Si el convertidor genera una señal de salida trifásica, debe representarse con este símbolo:

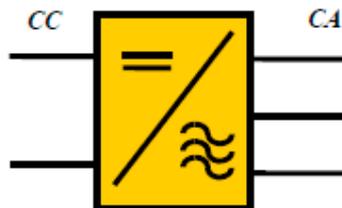


Figura 2: Símbolo de un inversor trifásico [1]

2.1.2 ETAPAS DE LOS CONVERTIDORES CC/CA

En un convertidor CC/CA podemos encontrar las siguientes etapas:

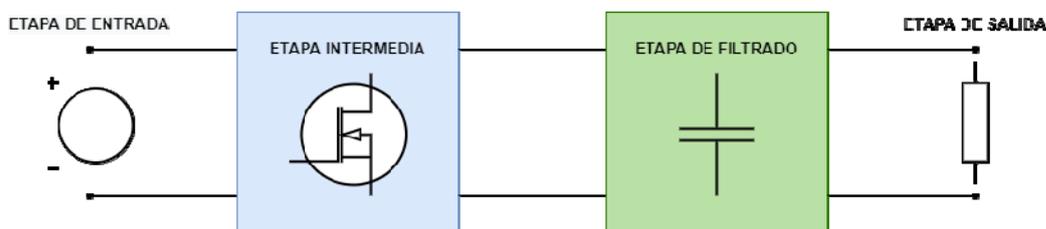


Figura 3: Etapas básicas de los convertidores CC/CA

- **Etapas de entrada:** alimenta al sistema a través de una tensión o corriente continua.

- **Etapa intermedia:** a través de los polos o interruptores de potencia se conmuta la señal continua de entrada para transformarla en una señal alterna. En el apartado de Análisis de convertidores CC/CA se profundizará en este tema.
- **Etapa de filtrado:** filtra esta señal conmutada para eliminar los armónicos no deseados y mejorar su calidad. También se abordará este tema en el apartado de Análisis de convertidores CC/CA.
- **Etapa de salida:** transfiere la señal alterna generada a la carga que se conecte.

2.1.3 CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES CC/CA

A la hora de clasificar los inversores se pueden agrupar siguiendo diferentes criterios.

Una primera clasificación, se basa la necesidad o no de conexión a fuente de corriente alterna, dentro de la cual podemos distinguir estos dos grupos:

➤ **Inversores controlados o guiados (no autónomos):**

Son convertidores alterna-continua trabajando como inversor. Sus características principales son las siguientes:

- Necesitan estar conectados a una fuente alterna del exterior como carga, que impone la frecuencia en el lado de alterna. [3]
- Son controlados por ángulo de fase. Más adelante veremos en qué consiste esta técnica.
- Solo permiten controlar la magnitud de la tensión de salida, no su frecuencia. [1]

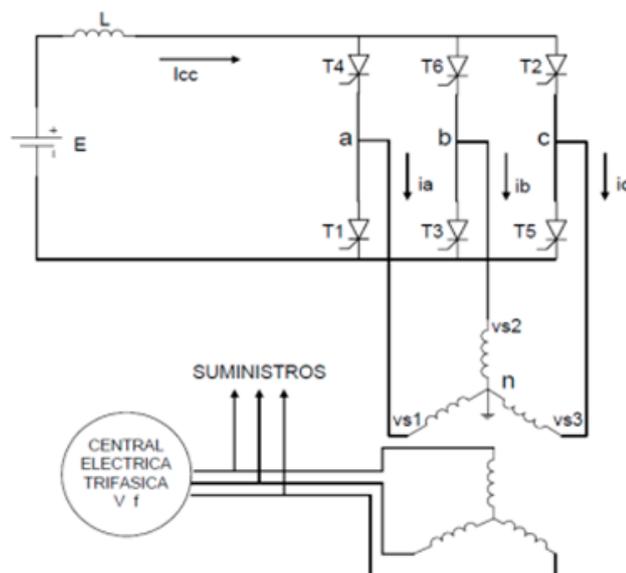


Figura 4: Ejemplo de inversor controlado trifásico [1]

➤ **Inversores autónomos, conmutados o autoguiados:**

Estos trabajan de forma automática, sin necesidad de estar conectados a una red alterna, de forma que se permita la transformación de continua a alterna cuando en el lado de alterna sólo hayan receptores de energía. [3]

- Permiten controlar en amplitud, frecuencia y fase la tensión de salida.
- Son los más empleados en la actualidad, por lo que este trabajo se centra en este tipo de convertidores.

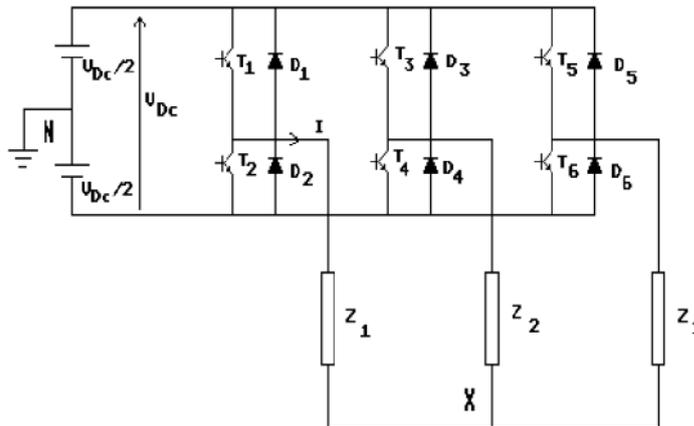


Figura 5: Esquema de un inversor autónomo trifásico [1]

Dentro de este último grupo de inversores conmutados podemos clasificarlos en función de: [1]

- **La fuente de continua de entrada al convertidor:**

- **Inversores en fuente de tensión:**

El sistema se alimenta en el lado de continua a través de una fuente de tensión, la cual mantiene este voltaje de entrada constante.

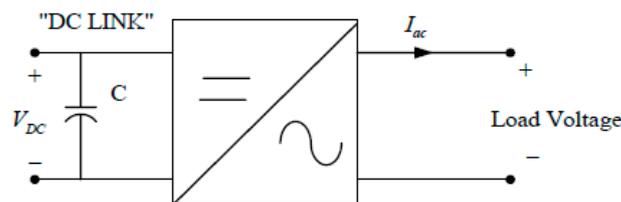


Figura 6: Estructura de un convertidor CC/CA en fuente de tensión [1]

- **Inversores en fuente de corriente:**

En este caso, el sistema se alimenta gracias a una fuente de corriente continua, la cual mantiene la intensidad de entrada constante.

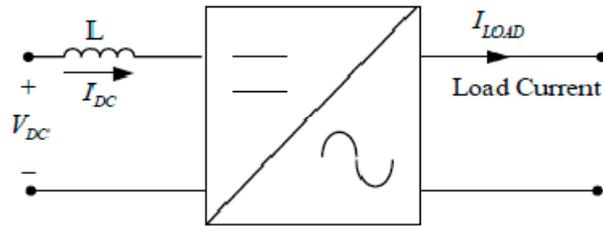


Figura 7: Estructura de un convertidor CC/CA en fuente de corriente [1]

o **Inversores con DC link variable:**

La tensión de entrada es modificada por un convertidor continua-continua o un rectificador controlado. El condensador DC Link se encarga de estabilizar esta señal de entrada. Seguidamente, el inversor se encargará de transformar esta tensión continua en alterna.

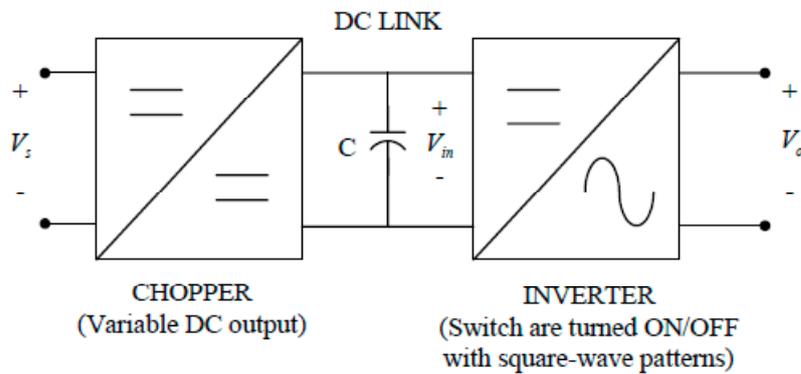


Figura 8: Estructura de un convertidor CC/CA con DC Link variable [1]

• **El número de niveles de salida:**

o **Inversores de dos niveles:**

La tensión de salida generada por el convertidor solo puede tener dos niveles:

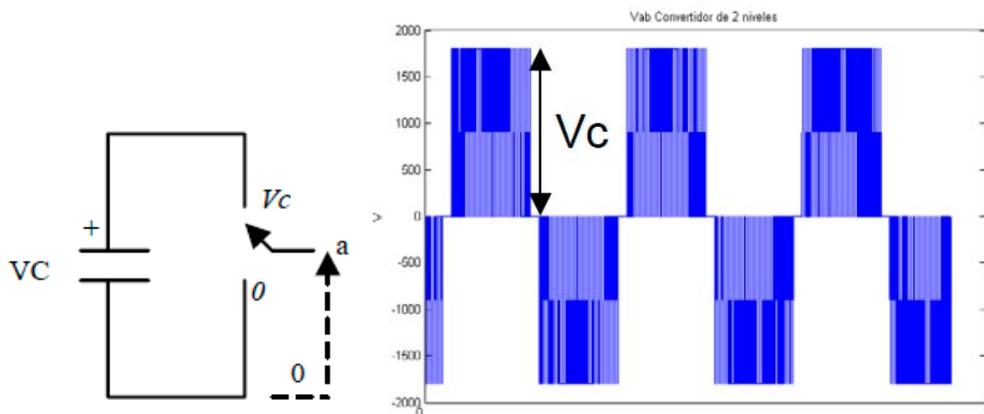


Figura 9: Estructura y forma de onda de un inversor de dos niveles [1]

○ **Inversores multinivel:**

La tensión de salida generada por el convertidor puede tener más de dos niveles:

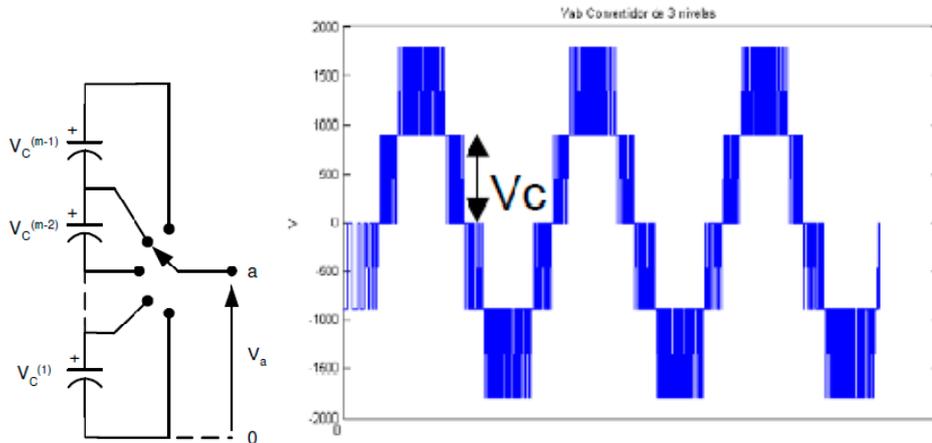


Figura 10: Estructura y forma de onda de un inversor multinivel [1]

• **La topología de la etapa de potencia:**

Se van a presentar las principales topologías utilizadas en los inversores, pero en el apartado de análisis de convertidores CC/CA sólo se entrará en los detalles de las dos más comunes.

○ **Inversores en semipuente:**

Están compuestos por dos polos de potencia, los cuales conmutan consiguiendo variar el sentido de la corriente que pasa por la carga. La tensión continua que recae en la carga será la mitad de la tensión de alimentación total del sistema:

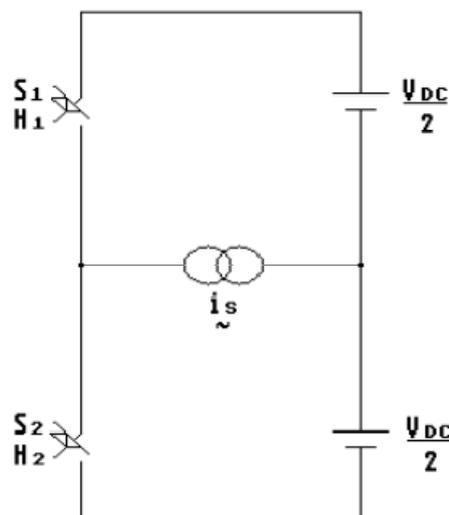


Figura 11: Topología del inversor en semipuente [1]

○ **Inversores en puente:**

En este caso se utilizan cuatro polos de potencia, consiguiendo que al conmutarlos se duplique la tensión continua que se entrega a la carga (respecto al inversor en semipunto):

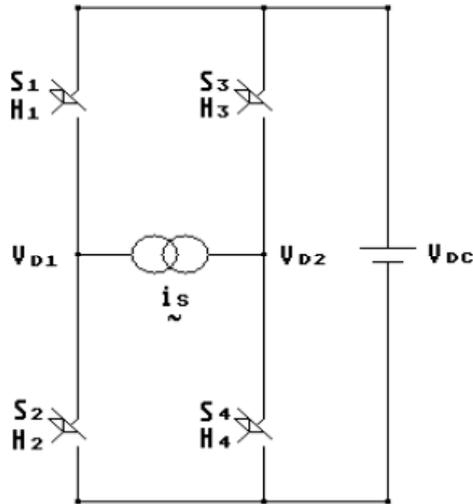


Figura 12: Topología del inversor en puente [1]

○ **Inversores Push-Pull:**

Esta topología es menos utilizada que las dos anteriores. Está compuesto por dos polos de potencia y un transformador con toma intermedia en el primario:

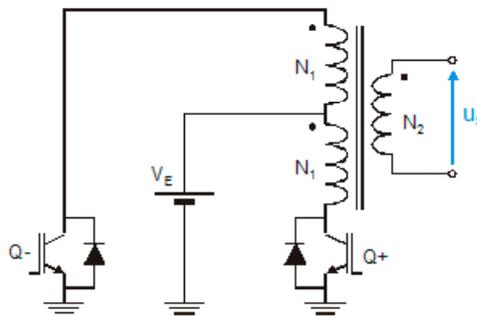


Figura 13: Topología del inversor Push-Pull [4]

En este caso se utilizan dos transistores (Q+ y Q-), los cuales se conmutan usando dos señales de control complementarias:

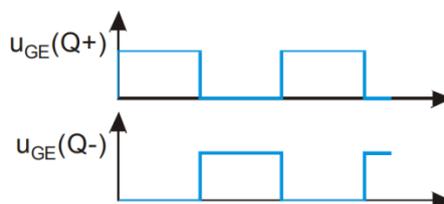


Figura 14: Señales de control de los transistores del inversor Push-Pull [4]

Cuando le llega la señal de control a Q+ y se cierra, se aplica una tensión en el semidevanado inferior del primario del transformador, el cual induce una tensión de salida positiva (u_s).

En el momento que abrimos Q+ y cerramos Q- pasa lo contrario. Se aplica tensión en el semidevanado superior, el cual induce una tensión de salida negativa.

Estas dos situaciones las podemos ver representadas en la siguiente figura:

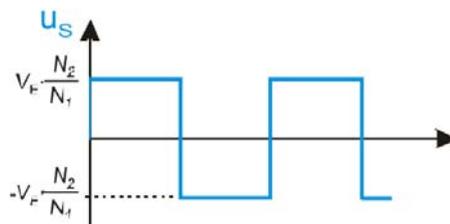


Figura 15: Tensión de salida del inversor Push-Pull [4]

Mientras Q- está cerrado, el transistor Q+ soporta el doble de la tensión de entrada (V_E) ya que se suman las tensiones de los dos semidevanados del primario:



Figura 16: Tensión que soporta un transistor en un inversor Push-Pull [4]

Las principales características del inversor Push-Pull son las siguientes:

- Proporciona una onda de salida cuadrada, por lo que el contenido armónico es bastante elevado.
- La amplitud de salida no es controlable, por lo que para controlarla es necesario un convertidor previo.
- La frecuencia de salida no es variable.
- Los polos de potencia soportan una tensión máxima del doble de la tensión de alimentación.
- Las señales de control de los polos de potencia están referidas a un mismo punto, por lo que se simplifica la implementación del circuito de control.

- **Las fases de salida generadas:**

Lo más habitual es encontrarnos estos dos tipos:

- **Monofásicos:**

En la salida se genera una sola fase. Los inversores vistos en las figuras 11, 12 y 13 son de este tipo.

○ **Trifásicos:**

En la salida se generan tres fases. Si el sistema es equilibrado, estas tres fases serán de igual magnitud y habrá un desfase de 120 grados entre cada una de ellas:

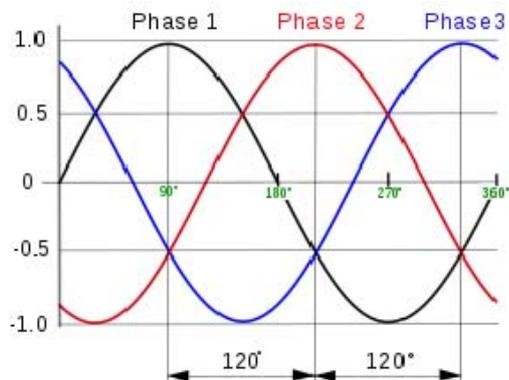


Figura 17: Formas de onda de un inversor trifásico equilibrado [5]

Vamos a ver en una tabla comparativa las principales características de estos tipos de inversores (como norma general, siempre habrá excepciones):

Tipo de inversor	Monofásico	Trifásico
Potencia	Menor de 10kW	Mayor de 10kW
Lugar de instalación	Residencial	Industrial
Costes de instalación	Reducido	Elevado
Tensión adaptable	230V	400V

Tabla 1: Comparativa entre inversores monofásicos y trifásicos [6]

• **La técnica de control empleada:** [2]

○ **Pulso único por semiciclo (equivalente a onda cuadrada):**

Utilizando este método de control, cada polo de potencia se activará solo una vez en cada periodo de la tensión de salida. Esta tensión se forma por un único pulso positivo y otro negativo.

La frecuencia de la tensión de salida se establece a través de la frecuencia de conmutación de los polos de potencia.

Dentro de esta estrategia tenemos dos variantes, las cuales nos permiten controlar el valor eficaz de la tensión de salida. Para analizar estos casos nos vamos a basar en un **convertidor monofásico en puente:**

▪ Control por variación de continua:

Esta estrategia es la más simple de todas y se basa en modificar la tensión de continua en la entrada para variar el valor de tensión eficaz de salida del inversor. Puede aplicarse tanto en convertidores monofásicos como trifásicos. Los polos de cada rama inversora se activarán una sola vez en cada periodo, conduciendo durante la mitad de este (180° sin solapamiento).

La forma de onda de tensión alterna generada se muestra en la siguiente figura:

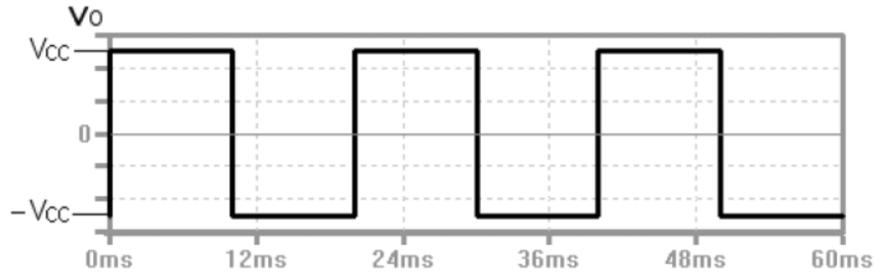


Figura 18: Tensión de salida en un inversor monofásico controlado por variación de continua

La calidad de esta onda de salida no es buena, ya que se trata de una onda cuadrada. La composición armónica es fija y solo contiene los armónicos impares. Para expresar esta tensión de salida se usa esta ecuación:

$$v_{sal,n}(t) = \sum_{n=impar}^{\infty} \frac{4 \cdot V_{dc}}{n \cdot \pi} \cdot sen(n \cdot wt)$$

Siendo $w = 2 \cdot \pi \cdot f$ donde f es la frecuencia de conmutación de los polos.

El armónico fundamental de la tensión de salida es:

$$v_{sal,1}(t) = \frac{4 \cdot v_{cc}}{\pi} sen(wt)$$

▪ Control por desplazamiento de fase:

Este tipo de control solo se puede utilizar en los convertidores monofásicos. Cada par de polos del convertidor en puente se activará durante 180° , pero habrá un cierto ángulo variable (α) en el que se solapan. Esto se puede ver en la siguiente figura:

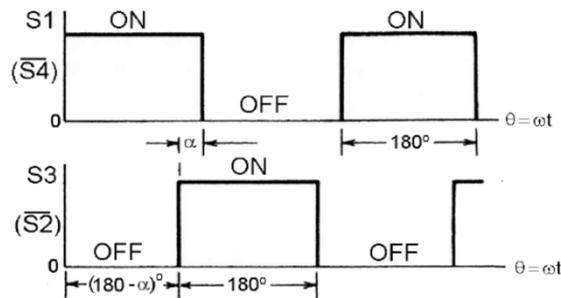


Figura 19: Señales de control de los polos de potencia en un inversor monofásico en puente

Al solaparse, la tensión aplicada a la carga se anula durante ese ángulo α . Además, hay otro ángulo igual que α al final del periodo, en el cual no hay ningún polo activo. De esta forma conseguimos una forma de onda de salida así:

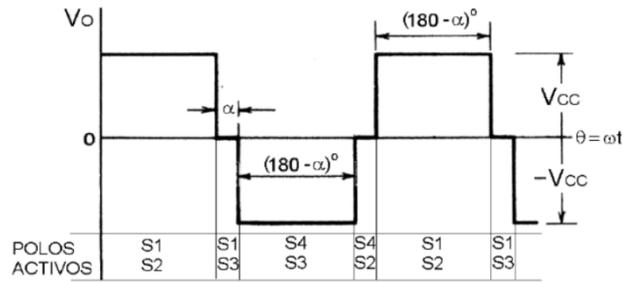


Figura 20: Tensión de salida en un inversor monofásico controlado por desplazamiento de fase

La composición armónica de esta tensión de salida eficaz depende del ángulo α y se determina a través de esta expresión:

$$v_{sal,n}(RMS)(t) = \frac{4 \cdot V_{dc}}{n \cdot \sqrt{2} \cdot \pi} \cos\left(\frac{n \cdot \alpha}{2}\right)$$

o **Pulso múltiple por semiciclo (PWM):**

Este método de control permite controlar tanto la frecuencia de salida como el valor eficaz de su fundamental, lo cual es una gran ventaja. Además, los armónicos se presentan a frecuencias mucho más altas que la del fundamental, por lo que es más sencillo filtrarlos.

La principal desventaja es que se producen mayores pérdidas en los polos de potencia debido a la alta frecuencia de conmutación.

Para explicar el funcionamiento de este método de control tendremos que definir los dos tipos de señales que intervienen:

- **Señal portadora:** suele ser una señal triangular cuya frecuencia (f) determina la frecuencia de conmutación de los polos de potencia. Haremos referencia a ella como (V_{tri}).

- **Señal moduladora:** es una señal senoidal (de frecuencia f_s) que establece la amplitud, frecuencia y fase del armónico fundamental de la tensión de salida. En el trabajo se denominará señal de control ($V_{control}$).

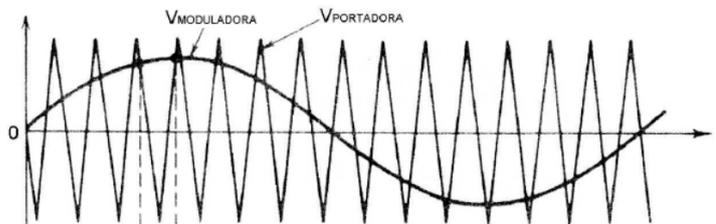


Figura 21: Formas de onda de las señales portadora y moduladora

La señal de activación de los polos de potencia se obtiene al comparar la señal portadora y la señal moduladora.

La tensión de salida del inversor será la siguiente:

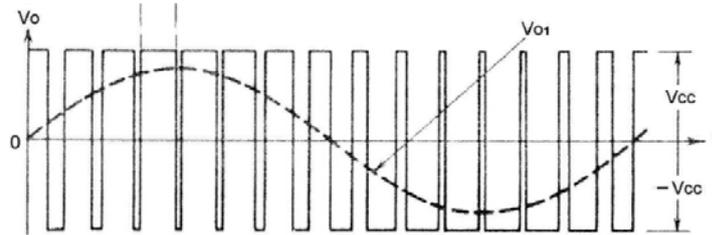


Figura 22: Tensión de salida de un inversor controlado por PWM

Como se puede ver, cuando la señal moduladora es mayor que la portadora se activan los polos de potencia correspondientes para producir una tensión de salida positiva. Si la portadora es mayor que la moduladora, ocurrirá lo contrario.

Gracias a que estos intervalos en los que cada rama inversora está activa no son constantes, se obtiene el valor eficaz de la salida que se presenta en la Figura 22 con el nombre de V_{o1} (equivalente a $V_{sal,1}$ en el desarrollo del trabajo).

Hay dos índices que relacionan las dos señales que intervienen en este tipo de inversores:

- **Índice de modulación de amplitud (m_a):** es el cociente entre la amplitud de la señal moduladora y de la señal portadora:

$$m_a = \frac{\text{Amplitud Moduladora}}{\text{Amplitud Portadora}} = \frac{V_{control}}{V_{tri}}$$

Si $m_a \leq 1$, la amplitud del armónico fundamental de la tensión de salida será proporcional a m_a :

$$V_{sal,1} = m_a \cdot V_{dc}$$

Si $m_a \geq 1$, la amplitud del armónico fundamental de la tensión de salida aumentará con m_a pero de manera no lineal. En este caso diremos que tenemos sobremodulación.

- **Índice de modulación de frecuencia (m_f):** es el cociente entre la frecuencia de la señal portadora y la de la señal moduladora:

$$m_f = \frac{\text{Frecuencia Portadora}}{\text{Frecuencia Moduladora}} = \frac{f}{f_s}$$

Cuanto mayor sea m_f , más alejados estarán los primeros armónicos del fundamental. Esto tiene la ventaja de que serán más fáciles de filtrar pero, por el contrario, las pérdidas de conmutación aumentarán.

Dentro del método de control PWM sinusoidal podemos encontrar dos subvariantes:

- Conmutación Bipolar:

Este caso es el que hemos visto en las figuras 21 y 22, donde la tensión de salida varía entre $+V_{dc}$ y $-V_{dc}$, sin pasar por ningún estado intermedio. Visto con el ejemplo de un inversor monofásico en puente, los polos de potencia se activarán por parejas: un par de polos corresponderá a la rama inversora que genera una tensión positiva en la carga ($V_{sal} = +V_{dc}$) y el otro par de polos producirá una tensión negativa en esta ($V_{sal} = -V_{dc}$).

- Conmutación Unipolar:

En este caso los polos de potencia no conmutarán en cruz como en el caso anterior. Ahora tendremos dos señales moduladoras ($V_{seno} = V_{control}$) desfasadas 180° una de la otra y una señal portadora (V_{tri}):

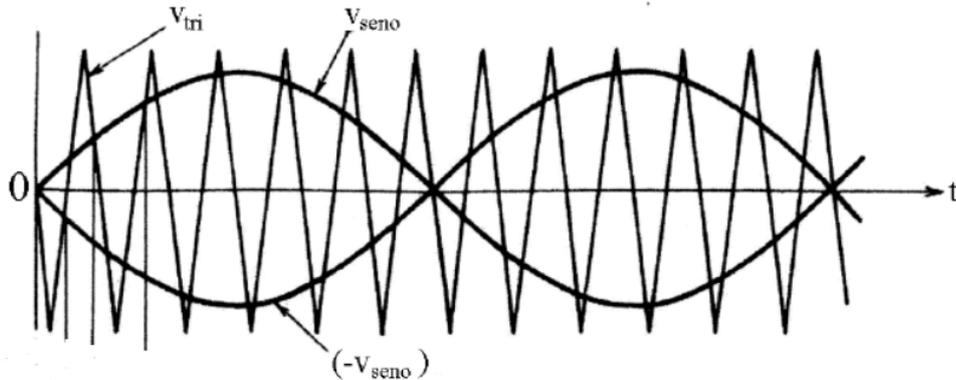


Figura 23: Formas de onda de las señales portadora y moduladoras en conmutación unipolar

Tomaremos como ejemplo un convertidor monofásico en puente:

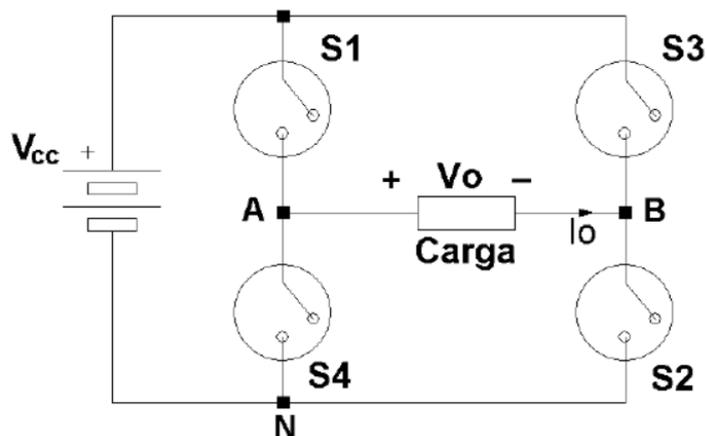


Figura 24: Topología de un inversor monofásico en puente

En este caso los polos S1 y S3 tomarán referencias diferentes para conmutar.

La ley de conmutación será la siguiente:

- **S1** conduce cuando $V_{control} > V_{tri}$ y **S4** cuando $V_{control} < V_{tri}$
- **S3** conduce cuando $-V_{control} > V_{tri}$ y **S2** cuando $-V_{control} < V_{tri}$

Esto se refleja en que V_{sal} conmuta entre $+V_{dc}$ y 0 en el primer semiciclo y entre 0 y $-V_{dc}$ en el segundo semiciclo:

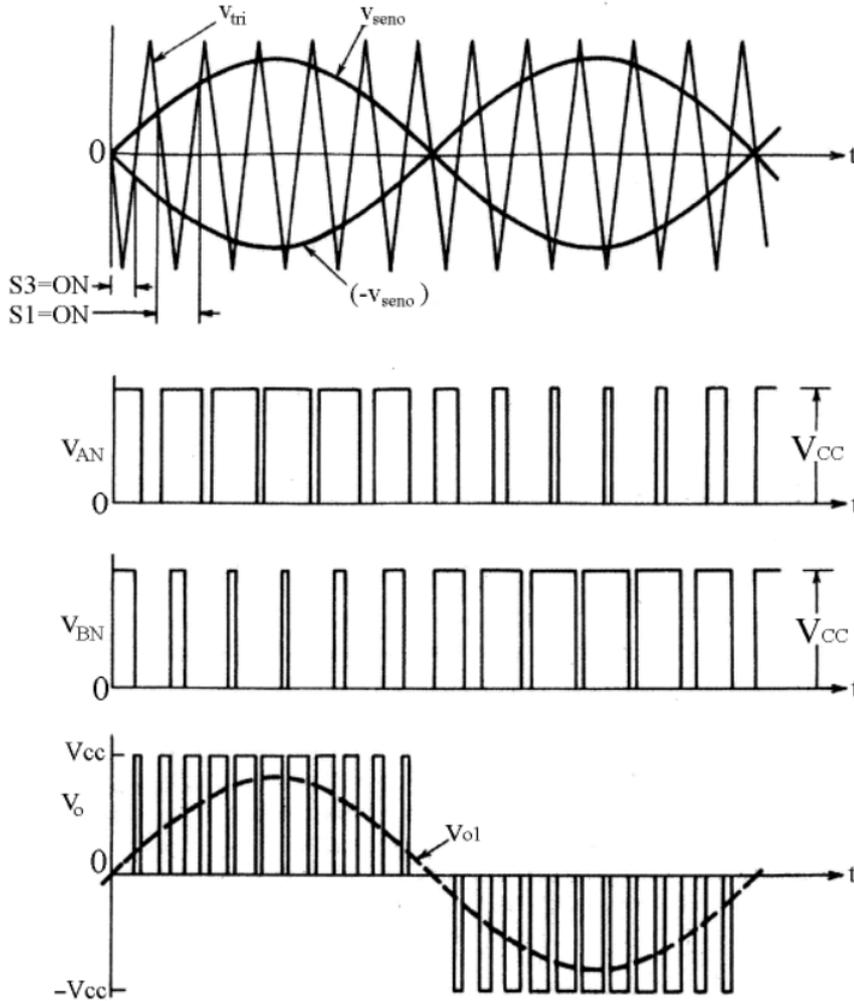


Figura 25: Gráficas de las señales con control PWM unipolar

La principal ventaja de este método de control es que la tensión de salida está compuesta por pulsos del doble de frecuencia de la de conmutación de los polos. Es decir, manteniendo la misma frecuencia de conmutación que en el caso bipolar, el espectro armónico se desplaza hasta el doble de esta frecuencia y sus múltiplos.

2.1.4 APLICACIONES DE LOS CONVERTIDORES CC/CA

Variadores de velocidad de motores de CA:

[2] Una aplicación de los convertidores CC/CA es la variación de velocidad en motores de corriente alterna. Un ejemplo de ellos sería el motor de inducción con rotor de jaula de ardilla, el cual se muestra en la siguiente figura:

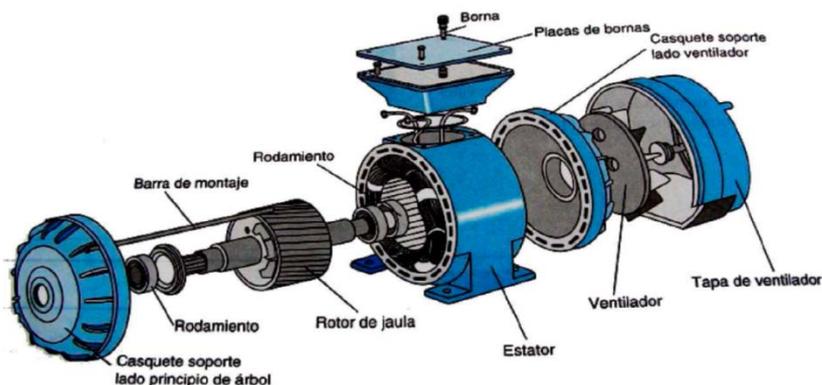


Figura 26: Despiece de un motor de inducción de Jaula de Ardilla

Si un motor de inducción trifásico está conectado a la red eléctrica, trabajará a una velocidad y par fijos, dependientes de la frecuencia y tensión de la red. Los variadores de velocidad permiten convertir esta velocidad y par fijos en magnitudes variables.

El mecanismo de los variadores de velocidad se basa en la modificación de la frecuencia de la tensión que alimenta el motor, por lo que normalmente estos dispositivos también son llamados variadores de frecuencia.

Estos dispositivos trabajan en tres etapas. Primero se rectifica la señal trifásica alterna que nos proporciona la red, obteniendo una señal continua. Esta señal rectificada contendrá armónicos y residuos de la señal alterna, por lo que se filtra utilizando bobinas y condensadores. Finalmente se convierte esta señal continua en corriente alterna trifásica, a través de un convertidor CC/CA trifásico. Gracias al control empleado en este podremos variar la frecuencia según las necesidades requeridas.

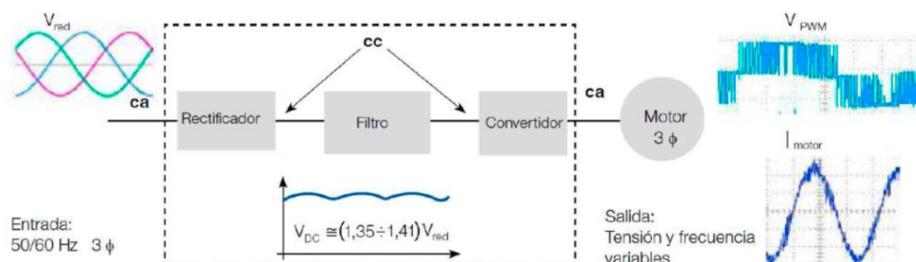


Figura 27: Etapas de un variador de frecuencia

Sistemas de alimentación ininterrumpida:

[2] En ciertas situaciones es imprescindible que la alimentación eléctrica de los sistemas sea ininterrumpible y de calidad. Esto quiere decir que no se produzcan cortes en la red, distorsiones, perturbaciones u otra serie de problemas que pudieran afectar al funcionamiento de estos sistemas.

Para ello disponemos de los Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (SAI), los cuales pueden alimentar a cargas críticas a partir de un sistema intermedio de acondicionamiento de potencia. Estas cargas críticas pueden formar parte de diversos tipos de sistemas, como pueden ser:

- Instalaciones médicas, sistemas de soporte vital, etc.
- Procesos industriales automatizados.
- Gestión bancaria.
- Sector aeroespacial: aviónica de avión, centros de control de tráfico aéreo, etc.

Los SAI son capaces de limitar o eliminar las perturbaciones indeseables en la red, pero no son capaces de sustituir a la red general durante un largo periodo de tiempo. Para ello habrá que recurrir a un sistema de alimentación alternativo que proceda al SAI una vez estabilizada la situación de emergencia.

Estos dispositivos pueden tener diferentes estructuras, dependiendo de si la alimentación de la carga crítica siempre pasa por ellos (SAI On-line), si solo se activa cuando ocurre una anomalía (SAI Off-line) o trabaja en paralelo con la alimentación (SAI In-line). Sin embargo, la estructura típica de un SAI y sus componentes se muestra en la siguiente figura:

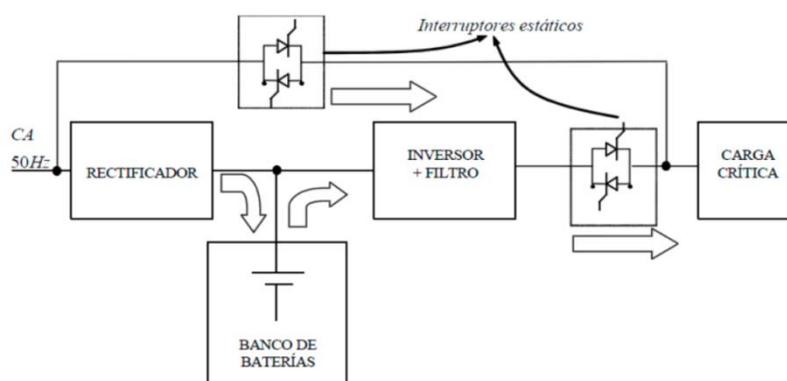


Figura 28: Estructura típica de un SAI

Disponemos de una bancada de baterías, la cual proporcionará la energía para suplir a la alimentación, interruptores estáticos que aislarán la red del SAI y el rectificador e inversor y filtro que adecuarán la corriente a las necesidades de cada etapa.

Conversión de frecuencia de la red:

En esta aplicación el convertidor CC/CA trabajará del mismo modo que en la de "Variadores de velocidad de motores de CA".

Si disponemos de una red de corriente alterna a una frecuencia determinada, para variar ese valor de frecuencia debemos rectificar la señal a corriente continua, filtrarla y luego transformarla de nuevo a alterna gracias al inversor.

Esto puede ser útil cuando queremos trabajar con un sistema que funcione a 60Hz y nuestra red sea de 50Hz.

Paneles solares:

Los paneles solares captan la energía procedente del sol y producen corriente continua. Para utilizar esta energía en las instalaciones domésticas o industriales hay que transformarla a corriente alterna.

[11] Para ello utilizaremos convertidores CC/CA, los cuales se pueden conectar de varias formas a los módulos fotovoltaicos:

- **Inversor central:** disponemos de un único inversor conectado a varios módulos fotovoltaicos en serie y paralelo.

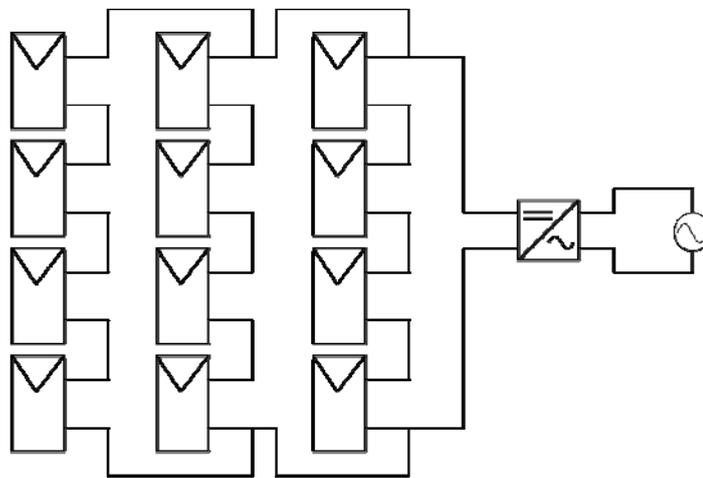


Figura 29: Esquema de un inversor central

- **Inversor por cadena:** en este caso disponemos de varios inversores de menor tamaño, conectados cada uno a una rama de módulos fotovoltaicos en serie.

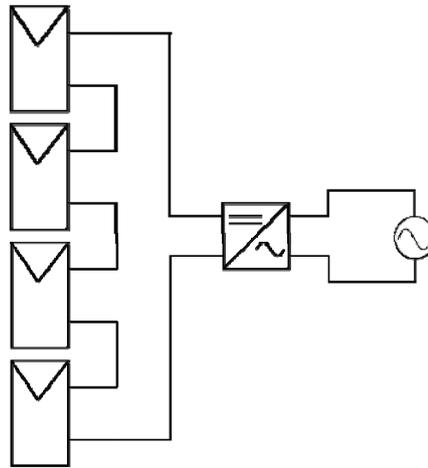


Figura 30: Esquema de un inversor por cadena

- **Inversor por módulo (microinversor):** cada módulo fotovoltaico está asociado a un inversor de menor tamaño.

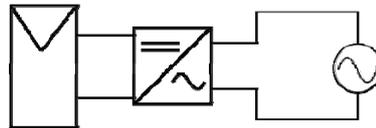


Figura 31: Esquema de un inversor por módulo (microinversor)

Vehículos eléctricos:

[12] Los vehículos eléctricos suelen incorporar un motor de corriente alterna de gran potencia. Para poder suministrarle esta corriente alterna, tendremos que transformar la corriente continua de las baterías utilizando un convertidor CC/CA.

Gracias al convertidor CC/CA seremos capaces de modificar la frecuencia y la tensión para variar la velocidad y par del motor como hemos visto en la aplicación de "Variadores de velocidad de motores de CA".

[13] Además, los vehículos eléctricos incorporan un inversor auxiliar, el cual transformará la corriente continua de la batería en la corriente alterna necesaria para los servicios de calefacción, ventilación y enfriamiento. Estos sistemas emplean la energía alterna para accionar los mecanismos necesarios, como pueden ser bombas hidráulicas.

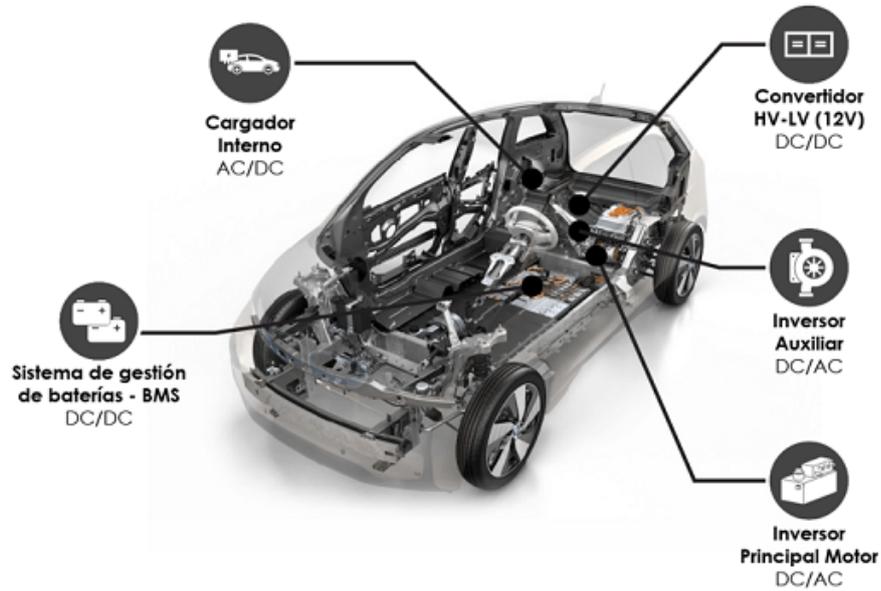


Figura 32: Tipos de convertidores usados en un vehículo eléctrico

Hornos de inducción:

[14] Los hornos de inducción se utilizan para fundir metales utilizando energía eléctrica. Estos calientan el material utilizando la inducción electromagnética, ya que gracias a una bobina que incorpora el horno, se creará una corriente que circulará a través de la propia resistencia interna de los metales.

En este caso el inversor variará la frecuencia y amplitud de la tensión alterna aplicada a la bobina para mantener la potencia constante cuando la carga se modifique.

La tensión proveniente de la red pasará por un circuito rectificador para transformarla en corriente continua, la cual necesita el convertidor CC/CA para alimentar la bobina.

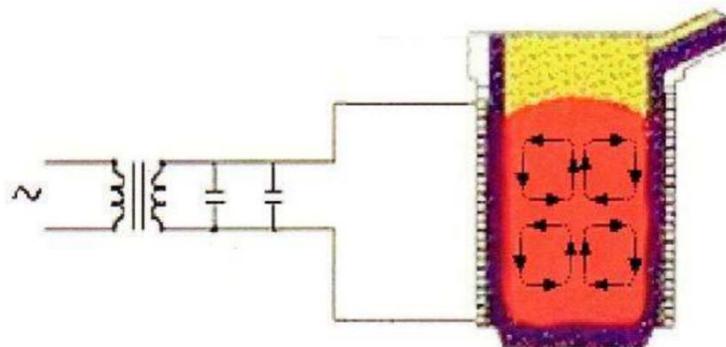


Figura 33: Esquema de un horno de inducción

2.1.5 ESTUDIO DE MERCADO

En este apartado vamos a investigar algunos convertidores CC/CA que hay en el mercado, según la aplicación para la que estén destinados.

Inversor de 12V a 220V:

[15] Este tipo de inversores es muy utilizado en vehículos, ya que a partir de la batería que incorporan estos podemos transformar la tensión continua de 12 voltios en alterna a 220 voltios y así poder conectar aparatos que trabajen a esta tensión.

En el mercado hay gran variedad de dispositivos, pero una clasificación interesante es según el tipo de onda que generen:

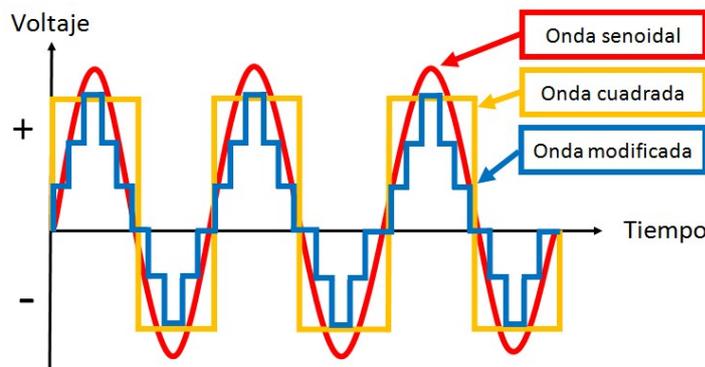


Figura 34: Diferentes tipos de ondas generadas por un inversores [16]

- **Onda cuadrada:** son los más baratos pero la calidad de la onda de tensión generada no es de buena calidad, ya que contiene un gran contenido armónico.
 - Power Inverter 600W onda cuadrada



Figura 35: Inversor onda cuadrada 600W

- **Web:** [Power Inverter 600W onda cuadrada](#)
 - **Voltaje de entrada:** 12V
 - **Voltaje de salida:** 220V
 - **Frecuencia:** 50/60 Hz
 - **Potencia continua:** 600W
 - **Potencia de pico:** 1200W
 - **Precio:** 46,06€
-
- **Onda senoidal modificada:** la calidad de la onda de tensión de salida es mejor que en el caso anterior, pero sigue teniendo distorsión armónica. Son bastante utilizados, ya que su precio es contenido y son aptos para el uso de electrodomésticos, ordenadores, teléfonos, etc.
-
- **DCU 300W**



Figura 36: Inversor onda modificada 300W

- **Web:** [DCU 300W](#)
- **Voltaje de entrada:** 12V
- **Voltaje de salida:** 220V
- **Frecuencia:** 50Hz
- **Potencia continua:** 300W
- **Potencia de pico:** 600W
- **Precio:** 68,99€

- Green Cell 1500W sinusoidal modificada



Figura 37: Inversor onda modificada 1500W

- **Web:** [Green Cell 1500W sinusoidal modificada](#)
 - **Voltaje de entrada:** 12V
 - **Voltaje de salida:** 230V
 - **Frecuencia:** 50Hz
 - **Potencia continua:** 1500W
 - **Potencia de pico:** 3000W
 - **Precio:** 123,95€
- **Onda senoidal pura:** la onda generada es una muy buena aproximación a una onda senoidal, por lo que la distorsión armónica es baja. Como contra, su precio es mayor que el de los dos tipos anteriores. Podremos conectar cualquier tipo de aparato eléctrico, pero hay que tener en cuenta las limitaciones de potencia.
- DCU 300W sinusoidal pura



Figura 38: Inversor onda senoidal pura 300W

- **Web:** [DCU 300W sinusoidal pura](#)
 - **Voltaje de entrada:** 12V
 - **Voltaje de salida:** 220V
 - **Frecuencia:** 50Hz
 - **Potencia continua:** 300W
 - **Potencia de pico:** 600W
 - **Precio:** 68,99€
- Green Cell 1500W sinusoidal pura

Es el mismo modelo que el de la Green Cell de 1500W visto anteriormente pero con salida sinusoidal pura. Así podemos ver la diferencia de precios:

- **Web:** [Green Cell 1500W sinusoidal pura](#)
- **Voltaje de entrada:** 12V
- **Voltaje de salida:** 230V
- **Frecuencia:** 50Hz
- **Potencia continua:** 1500W
- **Potencia de pico:** 3000W
- **Precio:** 202,95€

Inversor fotovoltaico:

En este tipo de inversores tenemos un amplio abanico de opciones, según la potencia, fases de salida (monofásico o trifásico), aplicación (instalaciones aisladas, conectados a red, inversores cargadores, etc).

Vamos a ver varios de ellos para hacernos una idea de sus precios y características:

- Inversor Híbrido 3000W 24V Voltronic Axpert VMIII



Figura 39: Inversor híbrido 3000W

Estado del arte

- **Web:** [Inversor Híbrido 3000W 24V Voltronic Axpert VMIII](#)
 - **Voltaje de trabajo:** 24V
 - **Voltaje de salida:** 230V
 - **Frecuencia:** 50Hz/60Hz
 - **Potencia continua:** 3000W
 - **Potencia de pico:** 6000W
 - **Eficiencia:** 90-93%
 - **Precio:** 620,96€
- Inversor Cargador 1000W 12V MPPT Voltronic



Figura 40: Inversor cargador 1000W

- **Web:** [Inversor Cargador 1000W 12V MPPT Voltronic](#)
- **Voltaje de trabajo:** 12V
- **Voltaje de salida:** 230V
- **Frecuencia:** 50Hz/60Hz
- **Potencia continua:** 1000W
- **Potencia de pico:** 2000W
- **Eficiencia:** 90-93%
- **Precio:** 302,35€

▪ Inversor Trifásico Híbrido 5kW Growatt SPH5000TL3



Figura 41: Inversor trifásico híbrido 5000W

- Web: [Inversor Trifásico Híbrido 5kW Growatt SPH5000TL3](#)
- Voltaje de trabajo: 160V
- Voltaje de salida: 230V/400V
- Frecuencia: 50Hz/60Hz
- Potencia continua: 5000W
- Potencia de pico: 5000W
- Eficiencia: 97,8%
- Precio: 2350,74€

▪ Inversor Huawei SUN2000-12KTL-M2



Figura 42: Inversor trifásico híbrido 12000W

Estado del arte

- **Web:** [Inversor Huawei SUN2000-12KTL-M2](#)
 - **Voltaje de trabajo:** 160V-900V
 - **Voltaje de salida:** 220V/380V , 230V/400V
 - **Frecuencia:** 50Hz/60Hz
 - **Potencia continua:** 12000W
 - **Potencia de pico:** 13200VA
 - **Eficiencia:** 98%
 - **Precio:** 1999,00€
- Inversor de Conexión a RED Monofásico Basic SolarEdge 1000



Figura 43: Inversor monofásico conectado a red 1000W

- **Web:** [Inversor de Conexión a RED Monofásico Basic SolarEdge 1000](#)
- **Voltaje de trabajo:** 75V-480V
- **Voltaje de salida:** 220V/230V
- **Frecuencia:** 50Hz/60Hz
- **Potencia continua:** 1000W
- **Potencia de pico:** 1000W
- **Eficiencia:** 97%
- **Precio:** 865,00€

Controladores de motores en puente:

[17] Estos inversores, también llamados drivers, son utilizados para controlar motores paso a paso, los cuales se alimentan a través de una fuente de corriente continua. Se encargan de generar la secuencia de pulsos correspondiente para activar los bobinados y poder hacer girar el motor. Existen varios tipos:

- **Driver para motor unipolar:** son más sencillos de controlar ya que la corriente que circula por las bobinas siempre va en la misma dirección.

- ULN203A

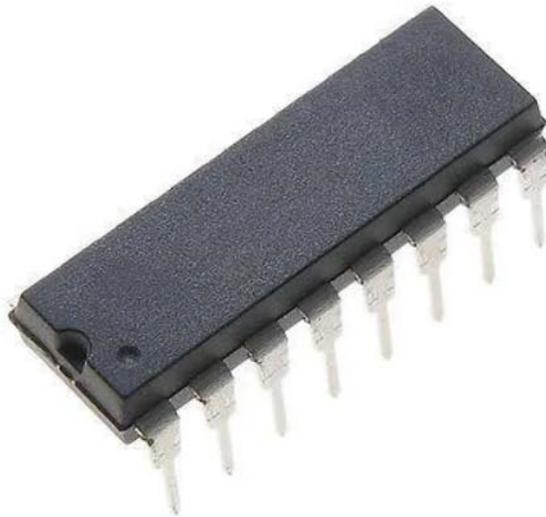


Figura 44: Driver unipolar ULN203A

- Web: [ULN203A](#)
 - Voltaje de alimentación máximo: 50V
 - Voltaje de control lógico: 5V DC
 - Corriente de salida: 500mA por bobina
 - Precio: 0,627 €/ud
-
- **Driver para motor bipolar:** tanto el motor como el driver son más complejos. Se pueden activar con corriente en una u otra dirección. Un driver en puente H permite que el motor gire en ambos sentidos.

▪ DRV8825

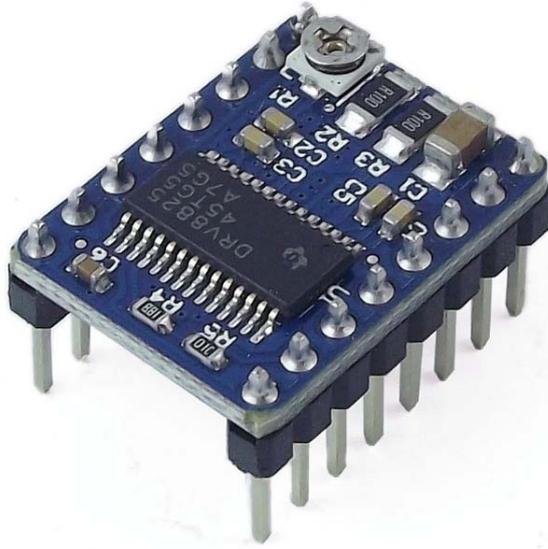


Figura 45: Driver bipolar DRV8825

- Web: [DRV8825](#)
- Voltaje de alimentación-potencia (VMOT): 8.2V-45V DC (recomendado 12V/24VDC)
- Voltaje de control lógico: 3.3V-5V DC
- Corriente de salida: 1.5A por bobina (máx. 2.5A con ventilación)
- Precio: 4,98 €/ud

2.2 ANÁLISIS DE CONVERTIDORES CC/CA

2.2.1 POLOS DE POTENCIA

Antes de entrar con el análisis de las diferentes topologías de los convertidores CC/CA vamos a exponer el principal componente de estos, los polos de potencia. [7]

Definición de polo de potencia

Un polo de potencia es un componente electrónico el cual se empleará como un interruptor de dos estados: conducción y no conducción.

Para conmutar entre estos dos estados, se debe aplicar una tensión o corriente en la entrada de estos dispositivos, según sean controlados por tensión o corriente.

En los convertidores CC/CA se emplean en la etapa intermedia, siendo los responsables de la conmutación de la señal continua de entrada para producir una señal alterna en la salida.

Esto se consigue gracias al circuito de control, que ordena la sentencia de activación de cada polo en un periodo determinado y así controlar las ramas inversoras que forman el convertidor.

Los parámetros fundamentales de un polo de potencia son:

- Máxima corriente en estado de conducción.
- Máxima tensión que pueden bloquear en estado de no conducción.
- Frecuencia a la que pueden conmutar.

Normalmente, un dispositivo que permite el paso de un valor elevado de corriente no podrá soportar la mayor tensión. Esto se verá reflejado en la siguiente figura, en la cual podemos observar cómo influye el tipo de encapsulado en la potencia que puede manejar el semiconductor:

Análisis de convertidores CC/CA

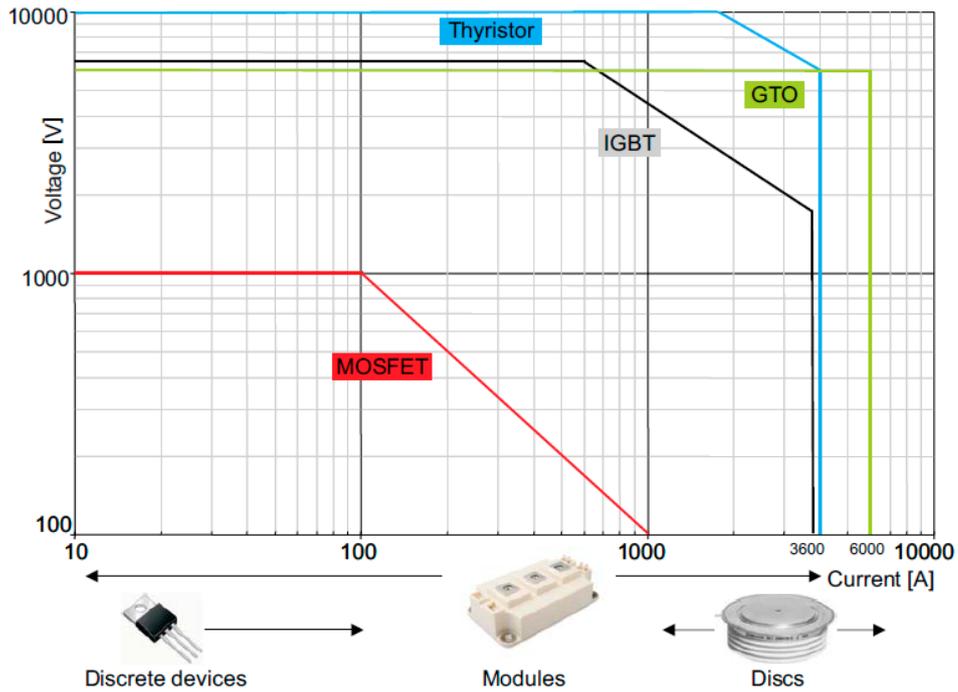


Figura 46: Rango de tensión y corriente de los diferentes tipos de polos de potencia

Además, los dispositivos de gran potencia serán capaces de conmutar a frecuencias bajas, mientras que los de menor potencia podrán conmutar a una alta frecuencia:

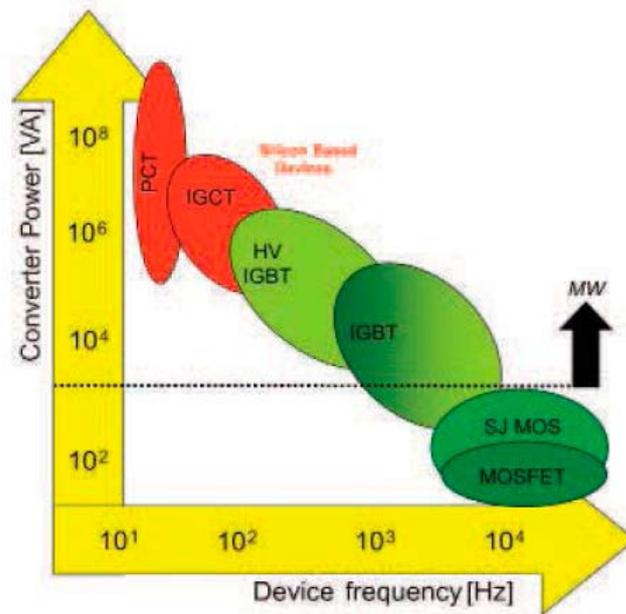


Figura 47: Rango de frecuencia y potencia de los diferentes tipos de polos de potencia

Tipos de polos de potencia más usados en inversores

[7] Existen diferentes tipos de semiconductores de potencia pero en los convertidores CC/CA necesitamos que estos sean controlados. Por ejemplo, el diodo es un semiconductor que usaremos para conseguir bidireccionalidad en los polos de potencia, pero este sería no controlado.

Los tipos de polos de potencia controlados más usados en los inversores son los siguientes:

- **Tiristor:** el tiristor es un semiconductor de potencia que tiene tres terminales, dos de potencia (ánodo y cátodo) y uno de control (puerta). Entra en conducción cuando la tensión entre ánodo y cátodo es positiva y, además, se introduce un pulso de corriente por la puerta. Pasa a no conducción cuando la corriente del tiristor cae por debajo de un determinado valor. El **GTO** es un tiristor que puede ser apagado al aplicar un pulso de corriente negativa en la puerta. Se utilizan en aplicaciones de muy alta potencia, que no requieran frecuencias elevadas.
- **BJT:** el transistor de unión bipolar es un dispositivo que, al igual que el tiristor, tiene 3 terminales: base, emisor y colector. Se controla a través de la corriente que se le aplica en la base y puede trabajar en tres zonas: lineal, saturación y corte. No es tan usado en los inversores ya que los otros tipos tienen mejores características que estos.
- **IGBT:** sus siglas se traducen como "transistor bipolar de puerta aislada". Es un dispositivo que ha aparecido en el mercado más recientemente y se ha convertido en el componente que utilizan casi todos los convertidores CC/CA, ya que permite trabajar a una alta frecuencia soportando potencias considerables. Se controla aplicando una tensión a la entrada, la cual tiene una alta impedancia.
- **MOSFET:** el estado de conducción o corte de los MOSFET se controla mediante la tensión puerta-fuente. Su velocidad de conmutación es muy elevada, por lo que las pérdidas de potencia en conmutación son bajas y se pueden emplear en convertidores de alta frecuencia. Las pérdidas de potencia en conducción son elevadas, por lo que no se emplean en convertidores de gran potencia.

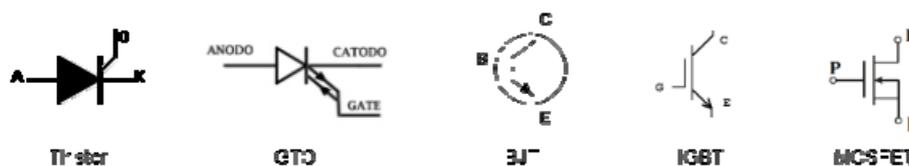


Figura 48: Símbolos de los diferentes tipos de polos de potencia

Esta tabla muestra un resumen de estos tipos de semiconductores:

Dispositivos	Tiristor	BJT	IGBT	MOSFET
Características de disparo	Corriente	Corriente	Tensión	Tensión
Potencia del circuito de control	Media-Alta	Media-Alta	Muy baja	Muy baja
Complejidad del circuito de control	Baja-Alta	Alta	Muy baja	Muy baja
Máxima corriente en conducción	Media-Alta	Media	Alta	Alta-Baja
Máxima tensión en bloqueo	Alta	Media-Baja	Media-Alta	Media-Baja
Frecuencia de trabajo	Baja	Media	Media-Alta	Alta
Precio	Medio	Bajo	Alto	Medio

Tabla 2: Tabla resumen de los diferentes tipos de polos de potencia

Bidireccionalidad en los polos de potencia

[1] Si la carga que conectamos a la salida del inversor es puramente resistiva, la corriente tendrá la misma forma de onda que la tensión. Esto supone que cuando un polo de potencia está conduciendo, su corriente siempre será unidireccional, pero en la vida real esto no es así. La carga puede tener naturaleza inductiva o capacitiva, por lo que las ondas de tensión y corriente estarán desfasadas. Los cables también tienen comportamiento inductivo, por lo que tener una carga puramente resistiva es muy complicado.

Por tanto, debemos emplear polos bidireccionales o incorporar diodos en paralelo con estos dispositivos para conseguir esta bidireccionalidad:

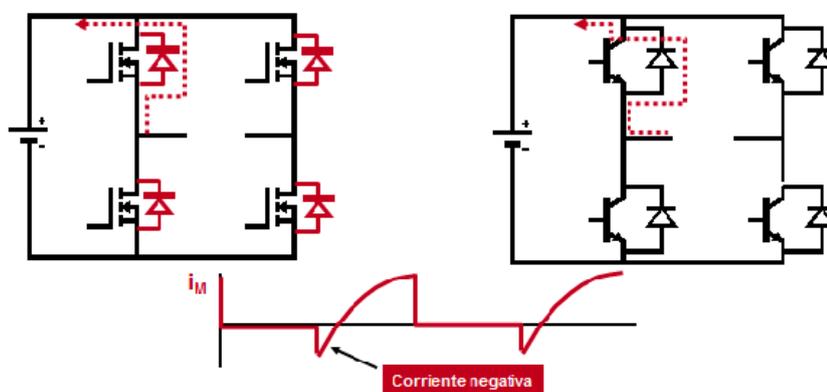


Figura 49: Polos de potencia bidireccionales

Los propios MOSFET ya incorporan un diodo parásito, por lo que no será necesario añadir el diodo en paralelo, a no ser que se quieran mejorar sus prestaciones.

2.2 2 ARMÓNICOS

También es interesante hacer una introducción a los armónicos y los parámetros básicos de estos, por lo que vamos a ver varios puntos que nos harán entenderlos mejor:

Definición de armónicos

Los armónicos son un tipo de perturbación que afecta a la amplitud y la forma de la onda, con una duración de menos de un ciclo y que es periódica en el tiempo. [8]

Una onda de calidad sin armónicos debe tener amplitud y frecuencia constantes, al igual que una onda sinusoidal pura. La siguiente figura representa una onda sinusoidal sin contenido armónico, con una frecuencia de 60Hz y una amplitud constante de 1PU: [9]

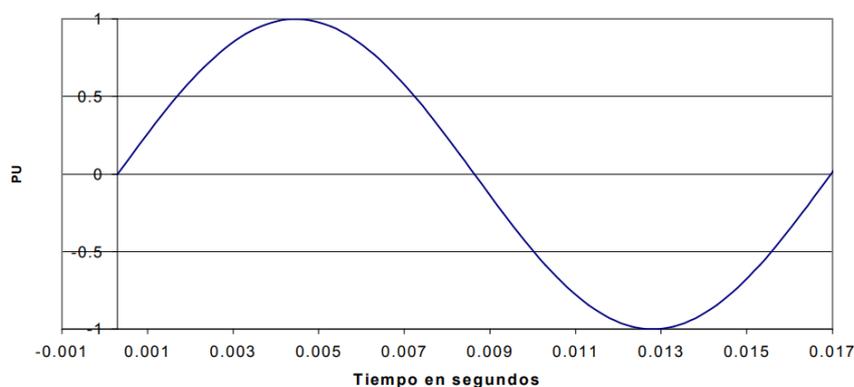


Figura 50: Forma de onda sinusoidal pura

Si una onda periódica no tiene esta forma sinusoidal se dice que tiene contenido armónico, lo cual puede alterar su valor pico y/o valor RMS, causando alteraciones en el funcionamiento normal de los equipos que estén sometidos a esta tensión.

La frecuencia de la onda periódica se denomina frecuencia fundamental y los armónicos son señales cuya frecuencia es un múltiplo entero de esta frecuencia.

En nuestro caso, de todo el contenido armónico de la señal de salida, solo nos interesa quedarnos con el fundamental. Por tanto, como veremos más adelante, se debe filtrar los armónicos de mayor frecuencia implementando un filtro.

La Figura 2 muestra una onda de tensión con un contenido del 30% del 5º armónico:

Análisis de convertidores CC/CA

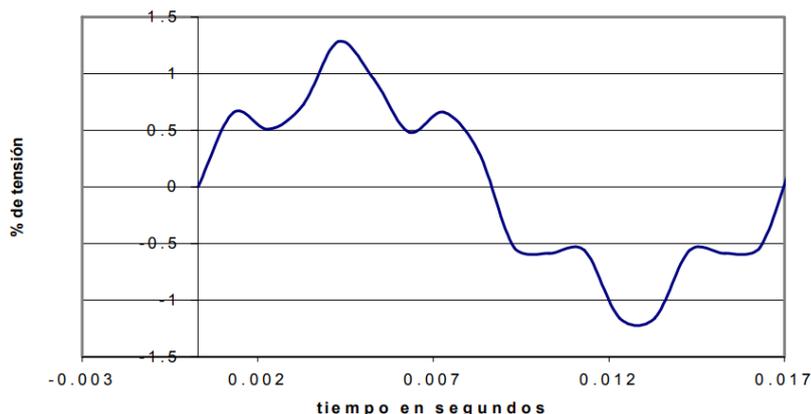


Figura 51: Forma de onda con contenido armónico

Como puede observarse, el contenido armónico de esta onda ha aumentado en un 30% su valor pico.

Parámetros básicos de un convertidor CC/CA

[1] En los convertidores CC/CA se busca obtener una señal de salida lo más próxima posible a una onda sinusoidal, sin embargo en la realidad no lo son y contienen armónicos. Para medir cuánto se desvía la forma de onda de salida con respecto a una señal senoidal pura se utilizan ciertos parámetros, como pueden ser los siguientes:

- **Distorsión del armónico de orden n :** indica la contribución de cada uno de los armónicos en la distorsión de la señal de salida.

$$D_n = \frac{V_{sal,n}}{V_{sal,1}}$$

* $V_{sal,1}$ es el valor eficaz de la componente fundamental y $V_{sal,n}$ es el valor eficaz de la n -ésima componente armónica.

- **THD (distorsión armónica total):** es una medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental.

$$THD = \frac{1}{V_{sal,1}} \cdot \left(\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_{sal,n}^2} \right) \cdot 100$$

* También se puede medir esta distorsión respecto a la forma de onda de la corriente de salida.

- **DF (factor de distorsión):** indica el grado de aproximación de la señal a una onda senoidal después de pasar por un filtro de segundo orden

$$DF = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_{sal,n}}{n^2} \right)^2}}{V_{sal,1}}$$

Filtrado de armónicos

[1] El objetivo del filtrado es ofrecer a la carga únicamente el primer armónico de tensión que ha sintetizado el inversor, prescindiendo de los armónicos de orden superior que esta tensión lleva asociados.

Cuando la tensión de salida del inversor es de frecuencia fija o poco variable se puede incorporar un filtro el L a la salida de este, antes de la carga. Idealmente solo permitirá el paso de la componente fundamental, eliminando los demás armónicos. El esquema de este tipo de filtro es el siguiente:

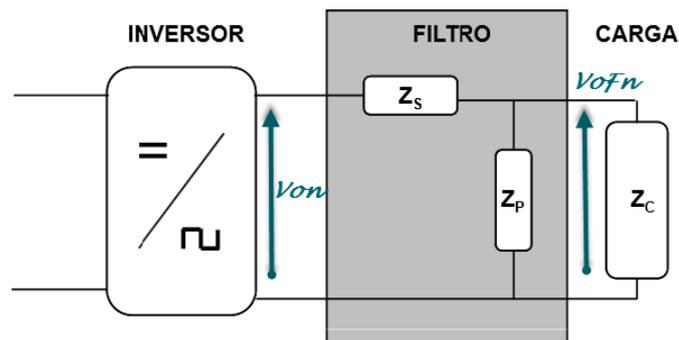


Figura 52: Filtro de salida en configuración L

Interesa que Z_s presente una baja impedancia a la frecuencia del fundamental y muy alta para los armónicos que se quieren eliminar. La rama paralelo debe comportarse de forma opuesta, Z_p debe ser muy elevada para el armónico fundamental y muy baja para el resto de los armónicos.

Las configuraciones más utilizadas de filtros en L son las siguientes:

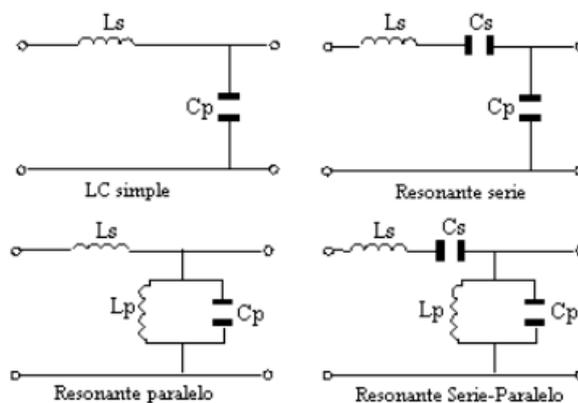


Figura 53: Diferentes configuraciones de filtros en L

Si tras el filtro en L todavía se debe eliminar algún armónico en particular, por ejemplo el de orden 3, se puede añadir ramas resonantes sintonizadas a esa frecuencia:

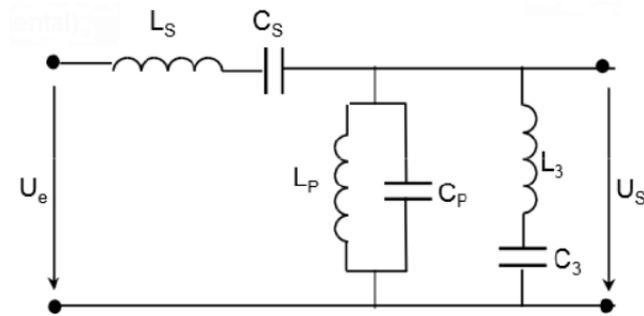


Figura 54: Filtro de orden 6

Si la propia carga tiene una alta componente inductiva o incorporamos una inductancia en serie a la salida del inversor, se conseguirá un filtrar la señal de salida. En el caso del control PWM es bastante interesante, como podemos ver en la siguiente figura:

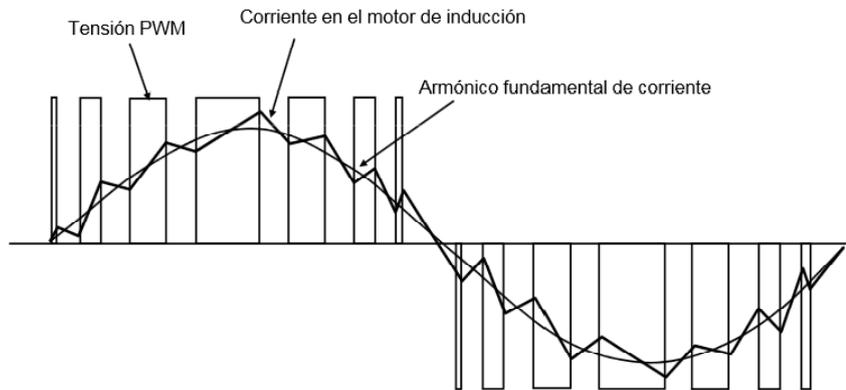


Figura 55: Inversor PWM con un motor de inducción como carga

Ahora ya sí que podemos analizar las topologías básicas que se pueden dar en los inversores y exponer las estrategias de control específicas de cada uno de ellos.

2.2.3 MONOFÁSICOS

Medio puente

Este es el tipo de convertidor CC/CA más simple. Consta de una sola rama inversora, formada por dos polos de potencia. Además, como se muestra en la siguiente figura, se han incluido dos diodos para conseguir que los polos sean bidireccionales:

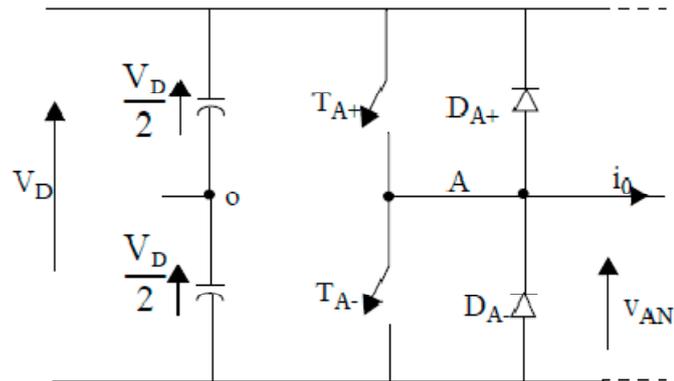


Figura 56: Topología del inversor monofásico en medio puente [1]

La carga se debe conectar entra A y O, consiguiendo que la tensión de salida que recae en esta oscile entre de $+V_D/2$ y $-V_D/2$.

- **Onda cuadrada:**

[1] Con esta topología los polos de potencia conmutan a la frecuencia del fundamental de la tensión de salida, es decir cambian de estado dos veces en cada periodo. Esta característica reviste gran importancia en aplicaciones de muy alta potencia, donde los semiconductores empleados poseen tiempos de conmutación elevados (tiempos de encendido y apagado) debido a la alta potencia que deben soportar. Además, al disminuir el número de conmutaciones, las pérdidas también se reducen. El problema fundamental es que la calidad de la onda de salida no es muy buena, además de que no obtenemos la amplitud total de la tensión continua aplicada en la entrada, si no la mitad.

Un inversor controlado mediante pulso único por semiciclo (onda cuadrada) es un caso particular de inversor con control PWM. El valor de la tensión de control es mucho más grande que el de la señal triangular, por lo que el cruce de estas se produce prácticamente en el paso por cero de la tensión de control.

De esta forma conseguimos una tensión de salida del inversor con forma cuadrada y de amplitud $V_D/2$:

Análisis de convertidores CC/CA

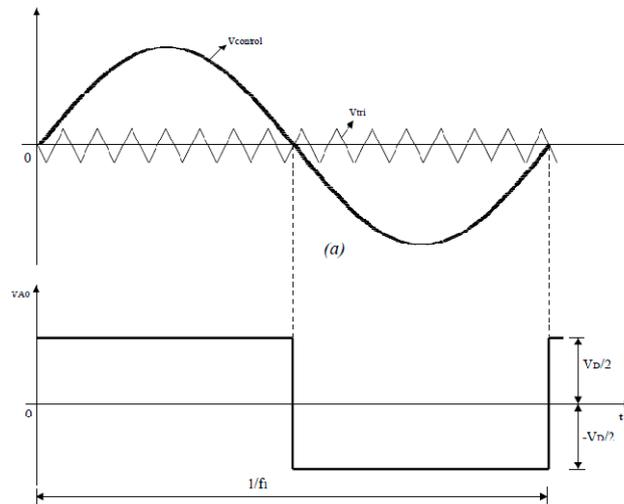


Figura 57: Inversor monofásico en medio puente controlado por pulso único por semiciclo

- Control por variación de continua:

Como en la estrategia de onda cuadrada mediante pulso único por semiciclo el inversor no puede regular la magnitud de la tensión de salida, la forma por la cual se puede controlar es a través de la variación de continua.

Para ello se puede incorporar un regulador CC/CC a la entrada del convertidor CC/CA, consiguiendo ajustar la magnitud de la tensión al valor que se necesite.

- Control por desplazamiento de fase:

En caso de un inversor en semipunto no podremos controlar la señal de salida mediante la estrategia de desplazamiento de fase, ya que no podemos solapar la activación de los dos polos de potencia. Si ocurriese esto se provocaría un cortocircuito en nuestro sistema.

Una estrategia que se puede utilizar para controlar este tipo de inversores sería elegir unos periodos de activación de cada polo de potencia que no ocupe el 100% del semiperiodo ($180^\circ - \alpha$):

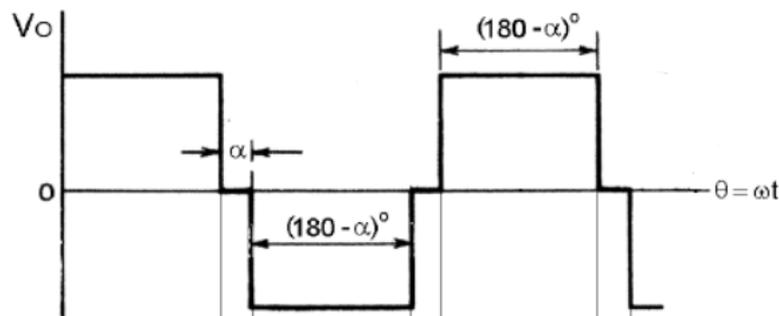


Figura 58: Tensión de salida de un inversor en medio puente controlando la activación de los polos de potencia

Habría que utilizar un circuito de control más complejo que gestione la activación de cada interruptor. De esta forma conseguiríamos reducir el valor eficaz de la tensión del inversor.

- **PWM Sinusoidal:**

[1] El control de pulso múltiple por semiciclo ya se explicó en el apartado de "Clasificación de los convertidores CC/CA". Si lo aplicamos al caso de un convertidor CC/CA en medio puente para un índice de modulación de amplitud de 0,8 y de frecuencia de 15 obtenemos las gráficas de señales de control (a) y de la señal de la tensión de salida y su componente fundamental (b):

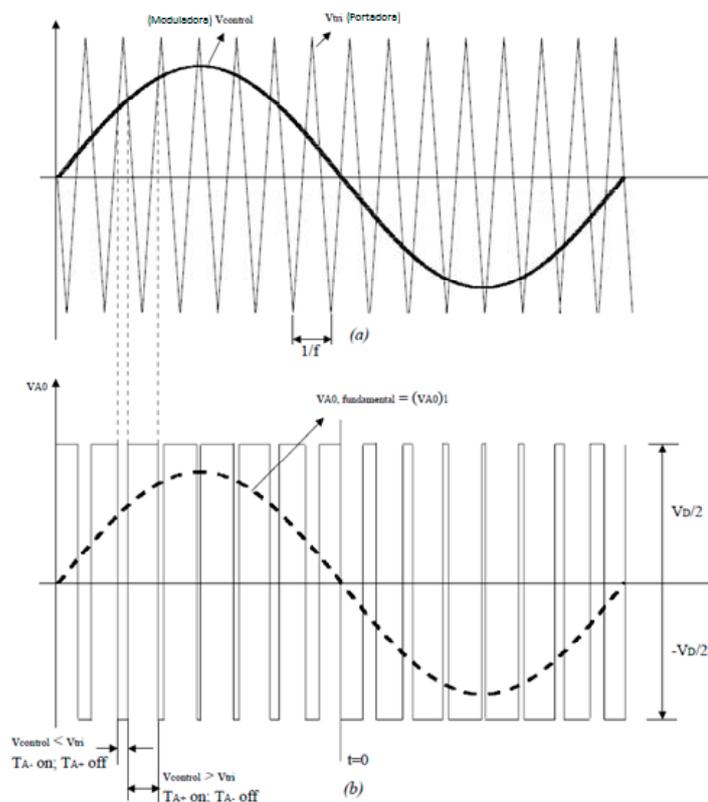


Figura 59: Control PWM de un inversor monofásico en medio puente

La tensión de salida del inversor viene dada por la siguiente expresión:

$$V_{sal}(t) = \frac{V_{dc}}{2} \cdot m_a \cdot \cos(\omega_s t) + \frac{2 \cdot V_{dc}}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen}\left(\frac{n \cdot \pi}{2} \cdot [1 + m_a \cdot \cos(\omega_s t)]\right)}{n} \cdot \cos(n\omega t)$$

El espectro armónico de la tensión normalizado al valor $(V_{AO})_n / \left(\frac{V_{dc}}{2}\right)$ se representa en la siguiente figura:

Análisis de convertidores CC/CA

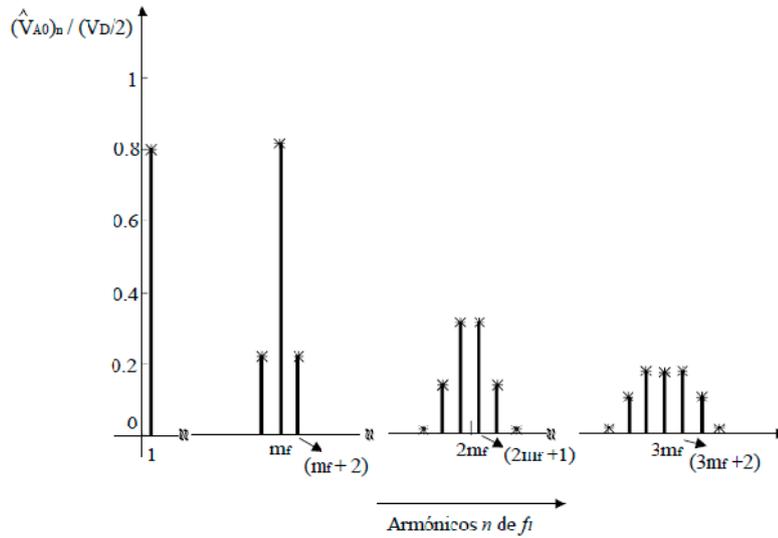


Figura 60: Espectro armónico de la tensión de salida para un inversor monofásico en medio puente con control PWM

Para valores de m_a comprendidos entre cero y uno, los armónicos de la tensión de salida aparecen en forma de bandas laterales que se posicionan alrededor del tono múltiplo de la frecuencia de conmutación. Los armónicos responden a la ecuación:

$$n = j \cdot m_f \pm k$$

Si j es impar, sólo existen armónicos para valores pares de k , y si j es par, éstos únicamente existirán para valores impares de k .

Si trabajásemos en la zona de sobremodulación ($m_a > 1$) conseguiríamos incrementar la amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida, pero también aumentaría la presencia de armónicos y a más bajas frecuencias:

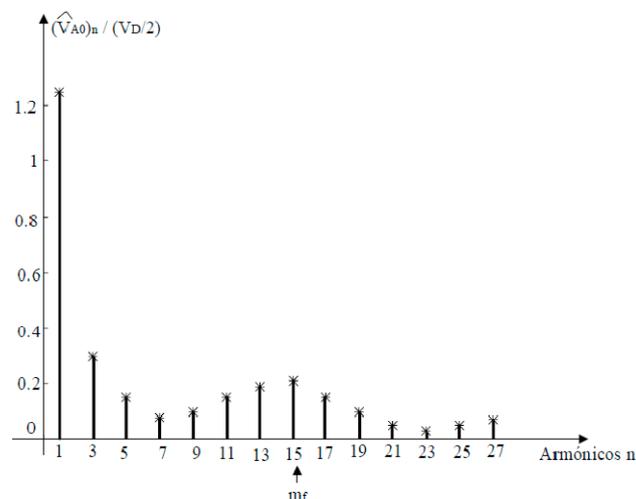


Figura 61: Armónicos de un inversor monofásico en medio puente con $ma=2.5$ y $mf=15$

Puente completo

Este tipo de convertidor CC/CA está formado por dos ramas de inversores en medio puente. Gracias a esto vamos a conseguir que la tensión de salida del inversor sea el doble de la que se consigue en un inversor en medio puente.

La topología de un inversor en puente completo es la siguiente:

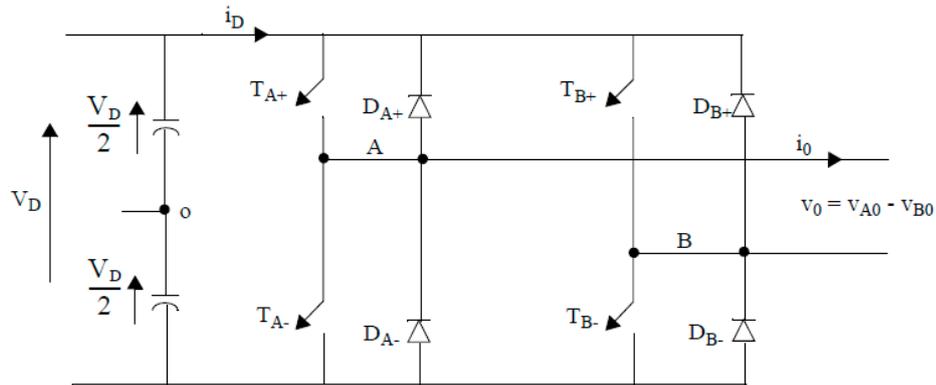


Figura 62: Topología del inversor monofásico en puente completo [1]

Ahora vamos a ver las estrategias que podemos utilizar para controlar este tipo de convertidores.

- **Onda cuadrada:**

En este primer tipo de control vamos a conmutar los polos de potencia por parejas: T_{A+} y T_{B-} por un lado y T_{A-} y T_{B+} por el otro. De esta forma los polos de potencia trabajan de forma cruzada entre las dos ramas inversoras.

Cada pareja de polos se mantendrá activa durante medio periodo (180°). Cuando se desactiva este par de polos se activará el par de polos opuesto, obteniendo la siguiente tensión de salida:

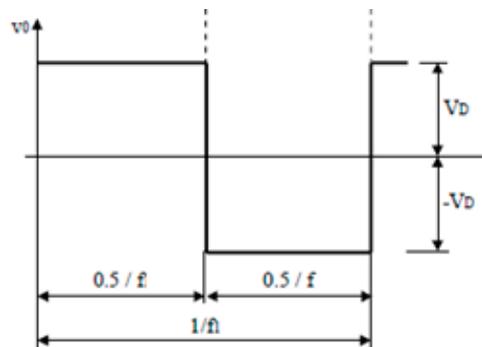


Figura 63: Inversor monofásico en puente completo controlado por pulso único por semiciclo

Como se puede observar, la forma de la onda es cuadrada y oscila entre $+V_D$ y $-V_D$.

- o Control por variación de continua:

Al igual que en el inversor en medio puente, el problema que tiene este tipo de control es que no se puede regular la magnitud de la tensión de salida, por lo que habría que incorporar un convertidor CC/CC a la entrada de este.

Por tanto, la tensión de alimentación no podría proceder de un rectificador no controlado o de una bancada de baterías, ya que estas fuentes tienen una tensión establecida que puede no ser la que necesitamos.

- o Control por desplazamiento de fase:

[1] La forma de resolver el problema anterior sería utilizando el control por desplazamiento de fase.

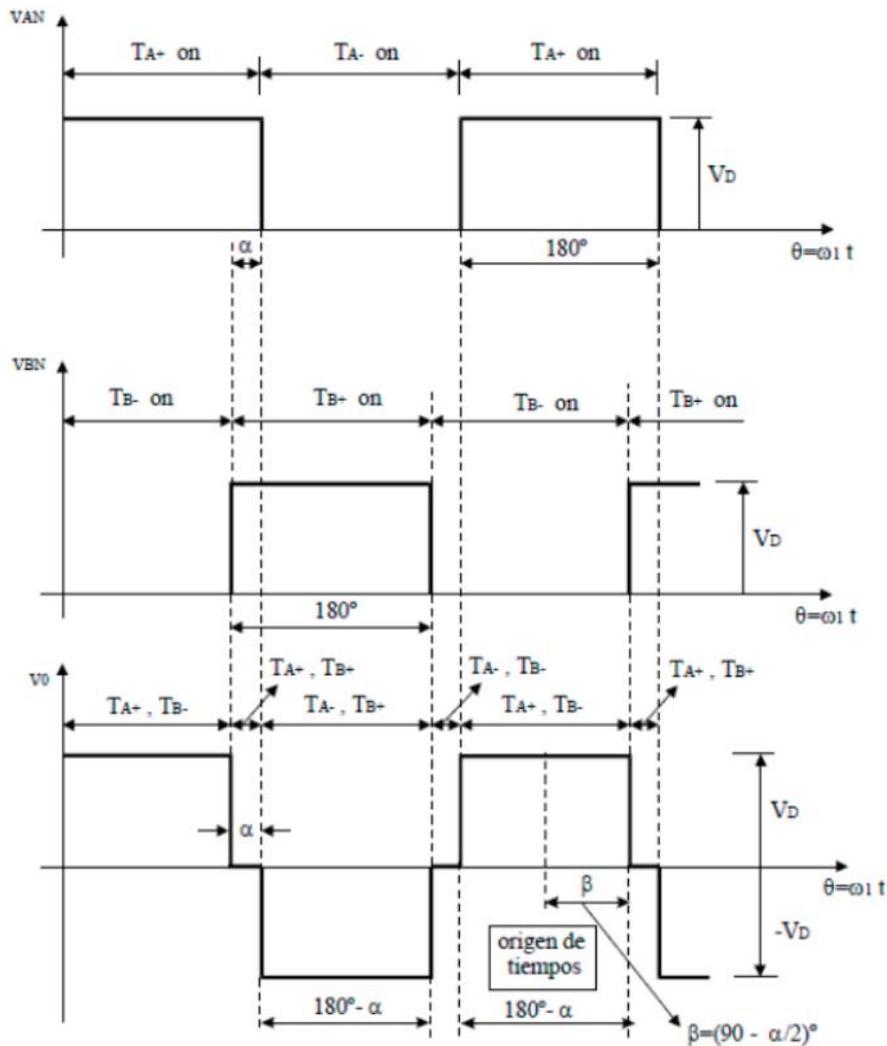


Figura 64: Control de la tensión de salida de un inversor monofásico en puente completo por desplazamiento de fase

En este caso, la señal de control de una de las ramas inversoras estará desfasada un ángulo ϕ ($180^\circ - \alpha$) respecto a la otra. Es decir, al estar estas señales activas durante 180° , habrá un cierto ángulo α al final del primer semiperiodo en el cual estas señales estarán superpuestas. Al final del segundo semiperiodo también tendremos ese mismo ángulo en el cual no habrá ningún polo de potencia activo.

De esta forma conseguimos variar la tensión eficaz de la señal de salida de nuestro inversor. El valor instantáneo de la tensión de salida viene dado por la siguiente expresión:

$$V_{sal}(t) = \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \cdot \sum_{n=1, \text{impares}}^{\infty} \frac{\text{sen}\left(\frac{n \cdot \pi}{2}\right)}{n} \cdot \text{sen}\left(\frac{n \cdot \phi}{2}\right) \cdot \text{sen}\left[n \cdot \left(\omega t + \frac{\phi}{2}\right)\right]$$

Siendo $\phi = \pi - \alpha$.

La componente fundamental de esta tensión de salida es:

$$V_{sal,1}(t) = \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \cdot \text{sen}\frac{\phi}{2} \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{\phi}{2}\right)$$

Cuando $\phi = 0$, las señales de control de las dos ramas estarían solapadas el 100% del ciclo y la tensión de salida sería nula.

Cuando $\phi = \pi$, estaremos en el caso visto al principio, donde cada rama trabaja medio ciclo y no se solapan.

- **PWM Sinusoidal:**

En el apartado de "Clasificación de los convertidores CC/CA" ya se explicó en qué consistía este método de control, por lo que vamos a profundizar sobre su aplicación en los inversores en puente completo.

Vamos a distinguir los tipos de conmutación PWM que podemos implementar:

- Bipolar:

[1] En este caso la tensión de salida se genera al comparar una señal triangular con una señal de control:

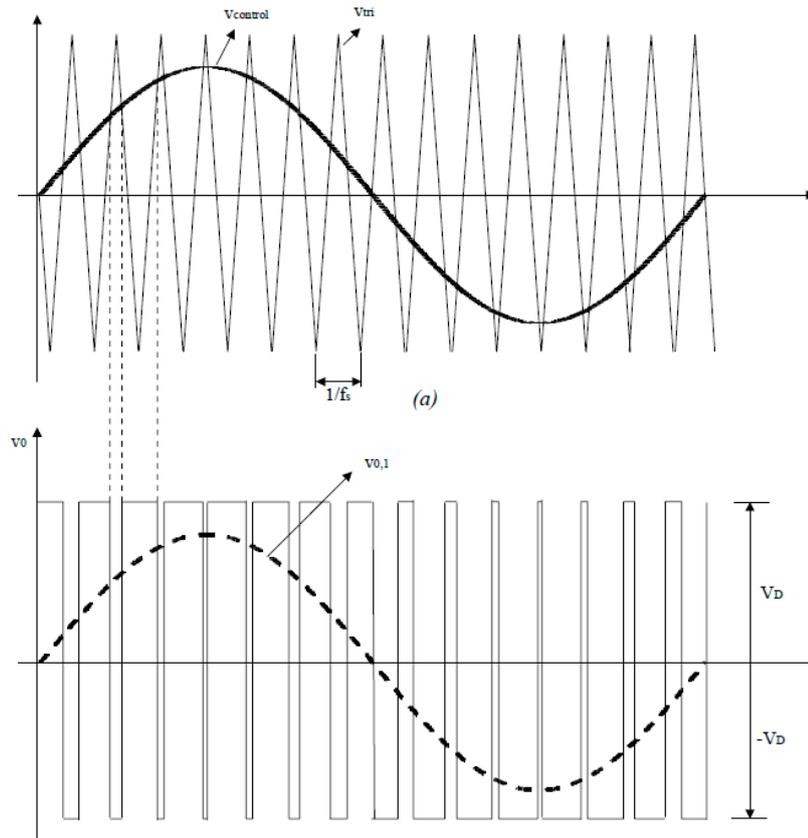


Figura 65: PWM con conmutación bipolar para $m_a=0.8$ y $m_f=15$

A partir del esquema de la figura 65 el orden de conmutación de los polos es el siguiente:

$$V_{\text{control}} > V_{\text{tri}} \Rightarrow (T_{A+}, T_{B-}) \text{ on } \begin{cases} T_{A+} \text{ on} \Rightarrow v_{A0} = V_D/2 \\ T_{B-} \text{ on} \Rightarrow v_{B0} = -V_D/2 \end{cases}$$

$$V_{\text{control}} < V_{\text{tri}} \Rightarrow (T_{A-}, T_{B+}) \text{ on } \begin{cases} T_{A-} \text{ on} \Rightarrow v_{A0} = -V_D/2 \\ T_{B+} \text{ on} \Rightarrow v_{B0} = V_D/2 \end{cases}$$

La tensión de salida del inversor será:

$$v_o(t) = v_{A0}(t) - v_{B0}(t) = 2 \cdot v_{A0}(t)$$

Esta tensión oscilará entre dos niveles ($+V_D$ y $-V_D$).

La composición espectral de la tensión de salida normalizada se muestra en la siguiente figura:

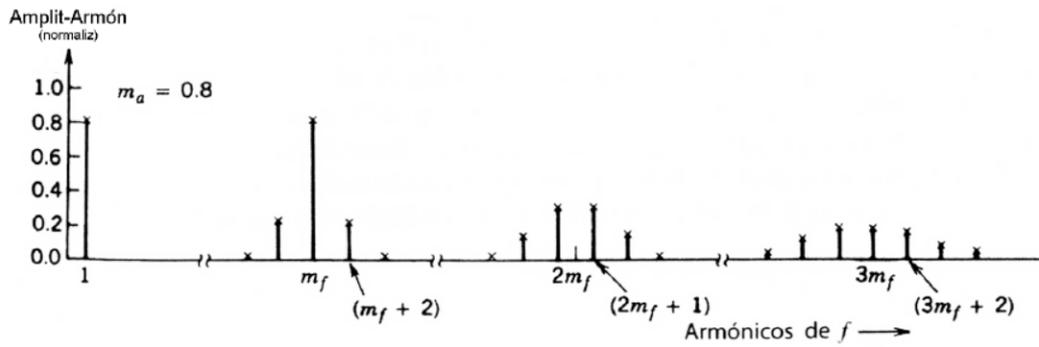


Figura 66: Armónicos normalizados de la tensión de salida de un inversor monofásico en puente completo con $m_a=0.8$ [2]

Los armónicos aparecen como bandas laterales centradas alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos. Cuanto mayor sea m_f , más alejados estarán los armónicos del fundamental y será más sencillo filtrarlos. Sin embargo, las pérdidas por conmutación de los polos de potencia también aumentarán.

El valor máximo de la componente fundamental de la tensión de salida en la zona lineal ($m_a \leq 1$) es:

$$V_{sal,1} = m_a \cdot V_{dc}$$

Si $m_a > 1$ trabajaremos en la zona de sobremodulación, donde se consigue aumentar la amplitud de la tensión de salida de la componente fundamental por encima del valor de V_{dc} , pero aumentando también el número de armónicos a bajas frecuencias.

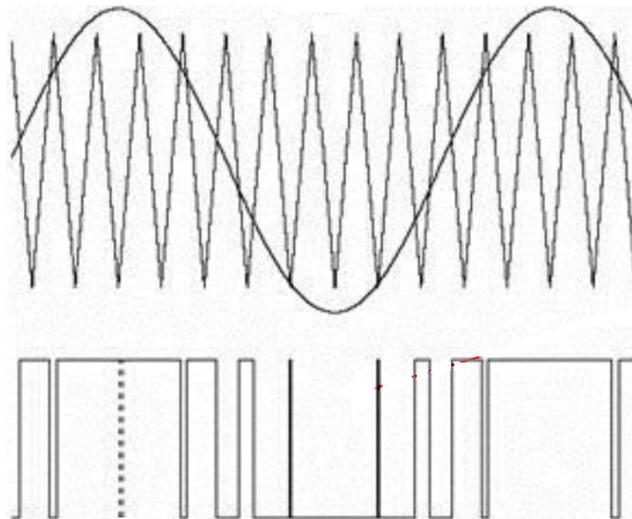


Figura 67: Sobremodulación PWM

o Unipolar:

[1] En este caso tendremos dos señales de control, $V_{control}$ y $-V_{control}$, desfasadas 180° entre ellas. Cada una de las ramas inversoras se controla comparando su señal de control con una señal triangular común (V_{tri}):

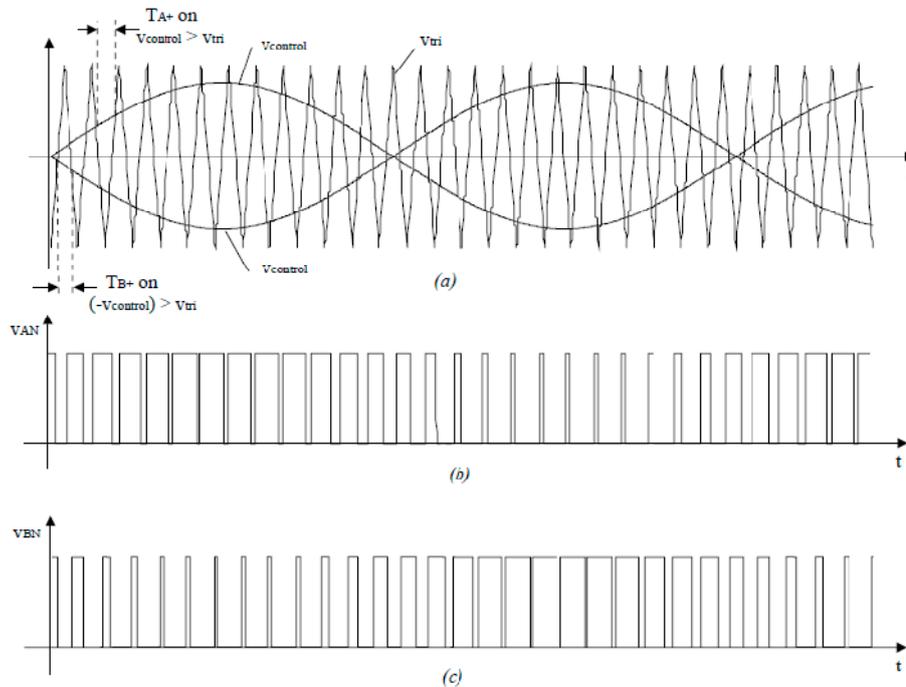


Figura 68: PWM con conmutación unipolar

A partir del esquema de la figura 68 el orden de conmutación de los polos es el siguiente:

- Primera rama inversora (A):

$$V_{control} > V_{tri}, \quad \begin{cases} T_{A+} \text{ on} \\ T_{A-} \text{ off} \end{cases} \quad V_{AN} = V_D \quad V_{A0} = V_D/2$$

$$V_{control} < V_{tri}, \quad \begin{cases} T_{A-} \text{ on} \\ T_{A+} \text{ off} \end{cases} \quad V_{AN} = 0 \quad V_{A0} = -V_D/2$$

- Segunda rama inversora (B):

$$-V_{control} > V_{tri}, \quad \begin{cases} T_{B+} \text{ on} \\ T_{B-} \text{ off} \end{cases} \quad V_{BN} = V_D \quad V_{B0} = V_D/2$$

$$-V_{control} < V_{tri}, \quad \begin{cases} T_{B-} \text{ on} \\ T_{B+} \text{ off} \end{cases} \quad V_{BN} = 0 \quad V_{B0} = -V_D/2$$

La tensión de salida del inversor será v_o , la cual presenta 3 niveles (V_D , 0 , $-V_D$):

$$v_o = v_{AN} - v_{BN}$$

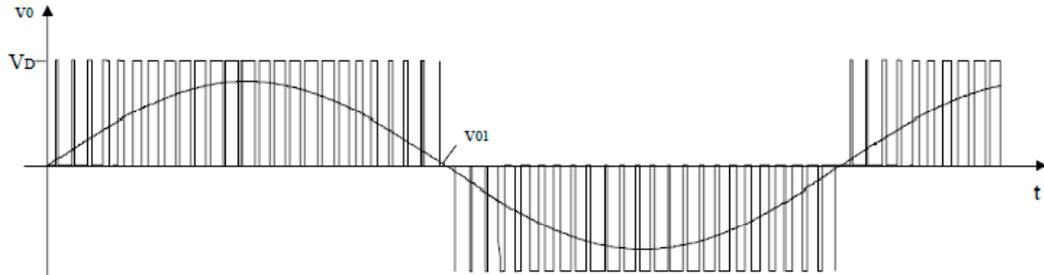


Figura 69: Tensión de salida del inversor monofásico en puente con control PWM unipolar

En el caso del control PWM unipolar, para un valor de m_f entero y par, la composición espectral normalizada de la tensión de salida será la siguiente:

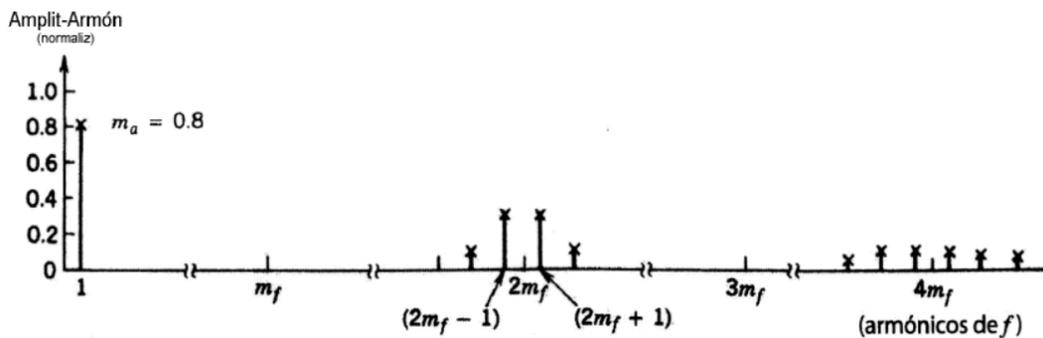


Figura 70: Armónicos normalizados para un inversor con conmutación unipolar y $m_a=0.8$ [2]

Como se observa en la figura, con esto se consigue doblar la frecuencia efectiva de los pulsos de la tensión de salida, ya que los armónicos más bajos se sitúan alrededor del doble de la frecuencia de conmutación de los polos de potencia.

Como en el caso de control PWM bipolar, el valor máximo de la componente fundamental de la tensión de salida en la zona lineal ($m_a \leq 1$) es:

$$V_{sal,1} = m_a \cdot V_{dc}$$

Si trabajamos en la zona de sobremodulación ($m_a > 1$), aumentaremos la amplitud de la tensión de salida de la componente fundamental y elevaremos el número de armónicos a bajas frecuencias.

La siguiente tabla resume los dos casos de control PWM:

PWM Bipolar	PWM Unipolar
$\phi_2 = \pi$	$\phi_2 = 0$
Modulación de 2 niveles: $V_D, -V_D$	Modulación de 3 niveles: $V_D, 0, -V_D$
Se anula el sumatorio impar	No se anula el sumatorio impar
Los armónicos se sitúan en bandas centradas en f y sus múltiplos	Los armónicos se sitúan en bandas centradas en $2f$ y sus múltiplos
Tensión de salida compuesta por pulsos de frecuencia a la que conmutan los polos	Tensión de salida compuesta por pulsos del doble de la frecuencia a la que conmutan los polos

Tabla 3: Comparación entre el control PWM Bipolar y Unipolar

2.2.4 TRIFÁSICOS

La topología del convertidor CC/CA trifásico más frecuente consta de tres ramas inversoras, una para cada fase.

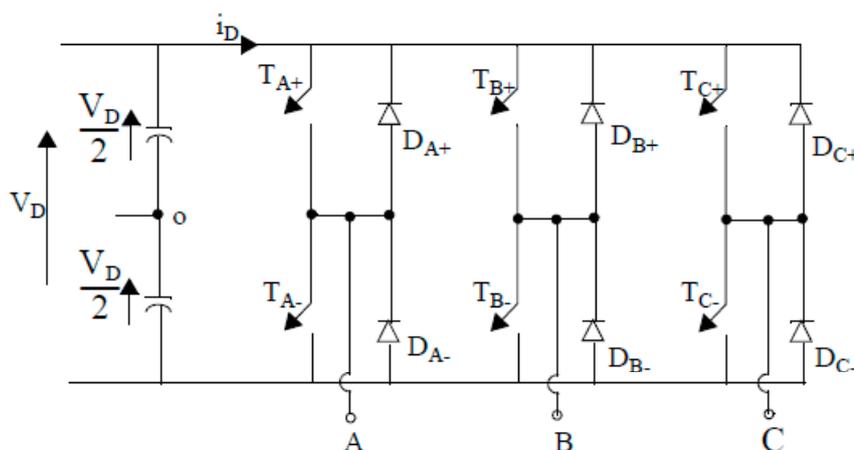


Figura 71: Topología del inversor trifásico [1]

Dentro de este tipo de inversores tenemos dos métodos de control:

- **Onda cuadrada:**

En el caso de los inversores trifásicos, la estrategia de onda cuadrada no permite modificar la tensión de salida utilizando el control por desplazamiento de fase. Para conseguirlo debemos utilizar el control por variación de la continua, la cual ya hemos explicado en los apartados anteriores. [2]

Análisis y dimensionado de los convertidores CC/CA

La tensión de cada una de las ramas inversoras depende únicamente de las tensiones continuas (V_D) y de la secuencia de conmutación de los polos de potencia.

Como podemos ver en la siguiente figura, los polos se activan en el orden que aparece en la gráfica cada 60° , y cada uno de ellos se mantiene activo durante 180° . La tensión entre fases que se genera tiene un pulso por semiperiodo de 120° de ancho:

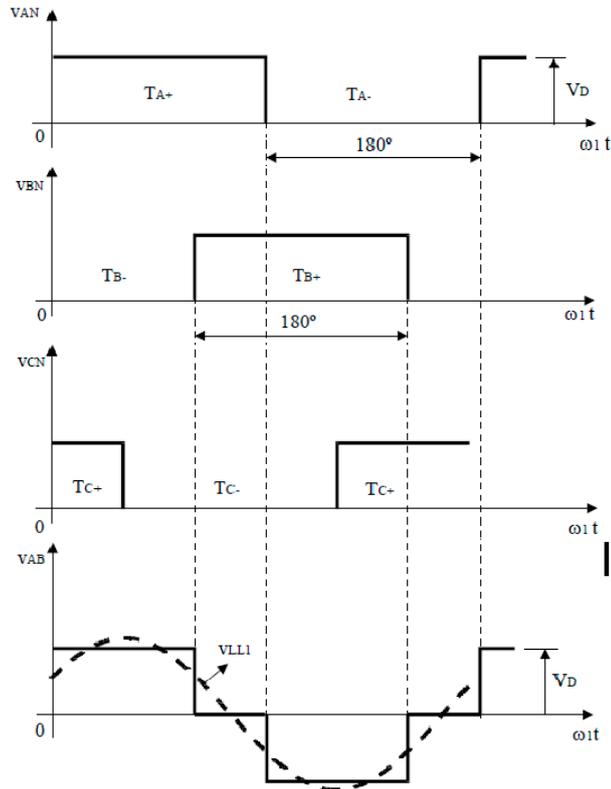


Figura 72: Inversor trifásico controlado por pulso único por semiciclo [1]

El espectro armónico normalizado del inversor trifásico controlado por pulso único por semiciclo viene representado en la siguiente figura:

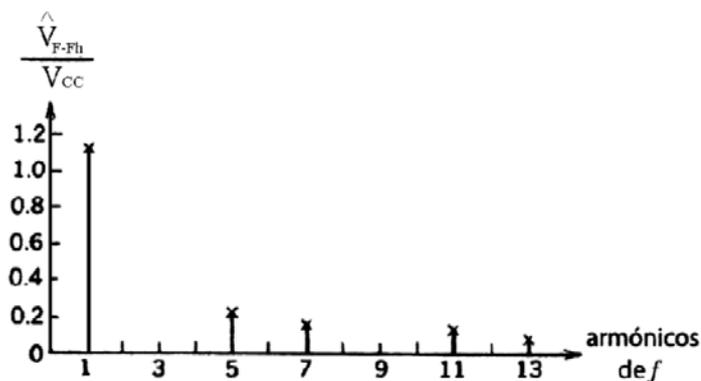


Figura 73: Espectro armónico normalizado del inversor trifásico controlado por onda cuadrada [2]

Como podemos ver, los armónicos pares y los múltiplos de 3 se anulan.

La tensión de salida de entre fases para cada instante de tiempo viene dada por las siguientes expresiones:

$$V_{AB}(t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{4 \cdot V_{dc}}{n \cdot \pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{n \cdot \pi}{3}\right) \cdot \text{sen}\left(n \cdot \left[wt + \frac{\pi}{6}\right]\right)$$

$$V_{BC}(t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{4 \cdot V_{dc}}{n \cdot \pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{n \cdot \pi}{3}\right) \cdot \text{sen}\left(n \cdot \left[wt - \frac{\pi}{2}\right]\right)$$

$$V_{CA}(t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{4 \cdot V_{dc}}{n \cdot \pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{n \cdot \pi}{3}\right) \cdot \text{sen}\left(n \cdot \left[wt + \frac{7\pi}{6}\right]\right)$$

- **PWM Sinusoidal**

El control por pulso múltiple por semiciclo en un inversor trifásico es similar al del monofásico. Cada fase se controla comparando una onda sinusoidal de referencia con una onda portadora triangular, la cual común para las tres fases. Las ondas sinusoidales de las tres fases estarán desfasadas 120° entre sí:

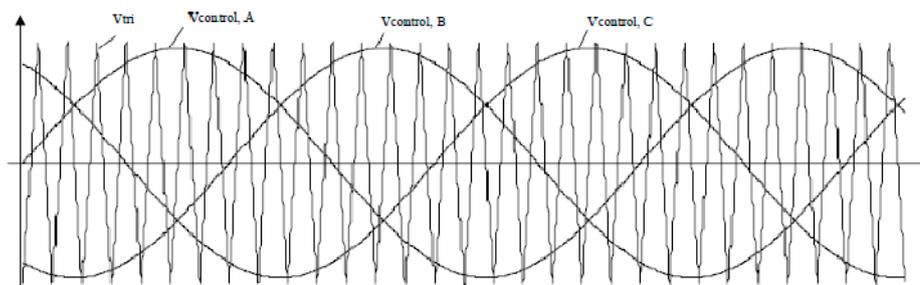


Figura 74: Formas de onda de control PWM trifásico [1]

El estado de cada polo deriva de la comparación de las ondas de referencia y la portadora, siguiendo el siguiente orden de conmutación:

- T_{A+} conduce cuando $V_{control\ A} > V_{tri}$; Cuando T_{A+} conduce, T_{A-} no conduce.
- T_{B+} conduce cuando $V_{control\ B} > V_{tri}$; Cuando T_{B+} conduce, T_{B-} no conduce.
- T_{C+} conduce cuando $V_{control\ C} > V_{tri}$; Cuando T_{C+} conduce, T_{C-} no conduce.

La tensión fase-fase presenta un aspecto unipolar con una frecuencia de pulsos del doble de la frecuencia de conmutación de los polos:

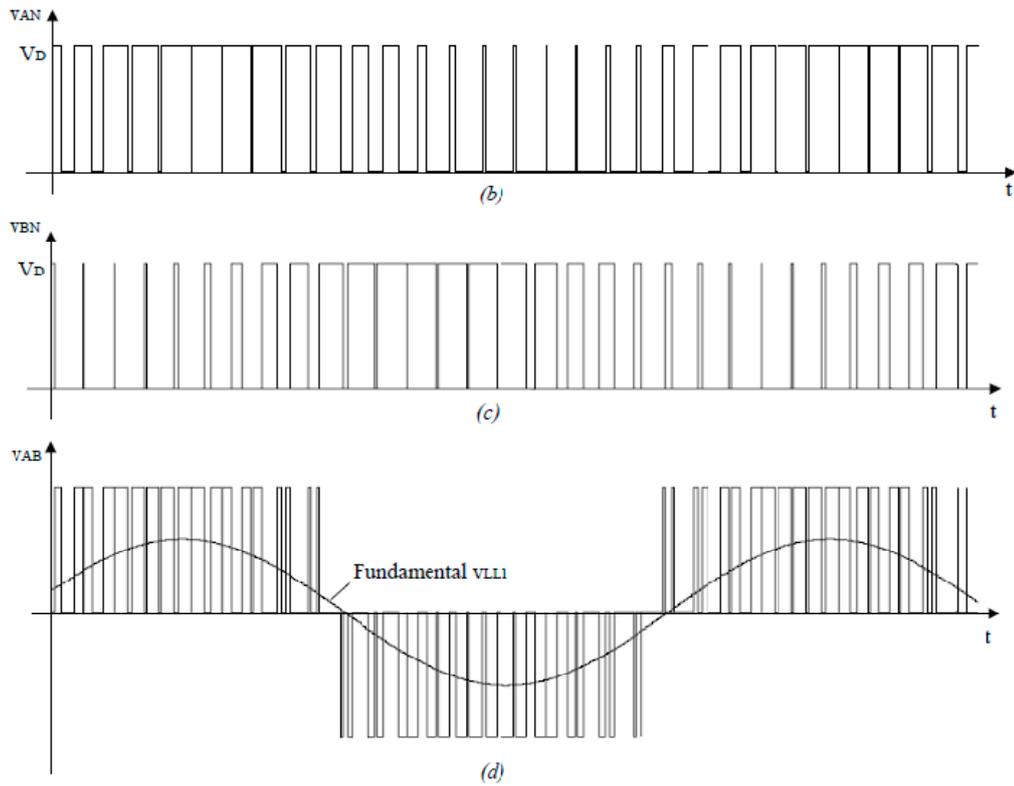


Figura 75: Formas de onda de salida de un inversor trifásico controlado por PWM [1]

Los primeros armónicos de la tensión de salida fase-fase se sitúan alrededor del de orden m_f , pero si elegimos un índice de modulación de frecuencia impar y múltiplo de tres, eliminaremos el armónico m_f y sus múltiplos.

El espectro armónico normalizado de la tensión de salida entre fases para un inversor trifásico con $m_a = 0.8$ y $m_f = 15$ será el siguiente:

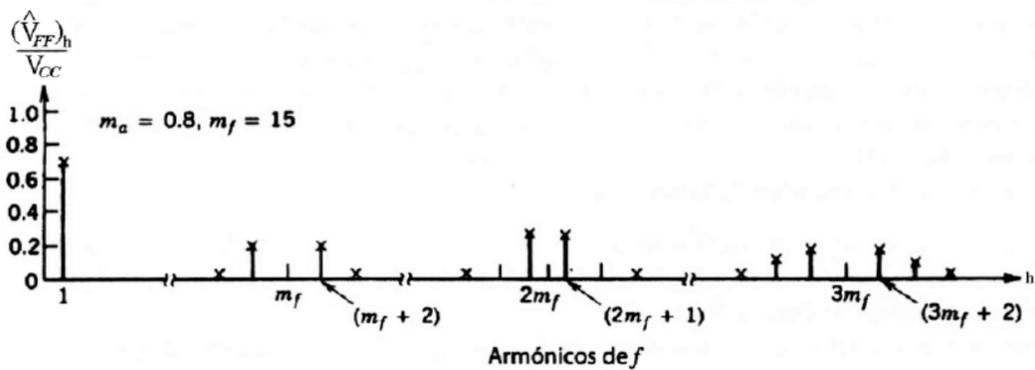


Figura 76: Espectro armónico normalizado de la tensión de salida entre fases para un inversor trifásico con $m_a=0.8$ y $m_f=15$ [2]

2.3 DIMENSIONADO DE CONVERTIDORES

CC/CA

Partiendo de las topologías y gráficas de cada convertidor mostradas en el apartado 2.2, vamos a presentar los cálculos de los convertidores que se incluyen en la aplicación Excel que se desarrollará:

2.3.1 CÁLCULOS CONVERTIDOR MONOFÁSICO PUENTE COMPLETO

Onda cuadrada

A partir del ángulo de desfase ϕ que hay entre la señal de control de ambas ramas inversoras, obtenemos el ángulo en el cual ambas señales están solapadas:

$$\alpha = \pi - \phi; (rad)$$

La frecuencia de conmutación de los polos de potencia viene determinada por el parámetro f , el cual se mide en Hercios (Hz=1/segundos) y es inverso del periodo (T):

$$f = \frac{1}{T}; (Hz)$$

Podemos transformar este valor de frecuencia a radianes/segundo de la siguiente forma:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f; \left(\frac{rad}{s}\right)$$

Si disponemos de estos valores, podemos calcular la tensión de salida del inversor (V_{sal}) en función del instante de tiempo (t):

$$V_{SAL}(t) = \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \cdot \sum_{n=1, \text{impares}}^{\infty} \frac{\text{sen}\left(\frac{n \cdot \pi}{2}\right)}{n} \cdot \text{sen}\left(\frac{n \cdot \phi}{2}\right) \cdot \text{sen}\left[n \cdot \left(\omega t + \frac{\phi}{2}\right)\right]; (V)$$

En este tipo de convertidor con control por desplazamiento de fase, los armónicos pares se eliminan, quedando solo los impares.

La tensión de salida del armónico fundamental ($V_{SAL,1}$) en función de t viene dada por la siguiente expresión:

$$V_{sal,1}(t) = \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\phi}{2}\right) \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{\phi}{2}\right); (V)$$

Para obtener el valor de pico de esta tensión para el armónico de orden n utilizaremos la siguiente fórmula:

$$V_{sal,n}(PICO) = \frac{4 \cdot V_{dc}}{n \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \alpha}{2}\right); (V)$$

Por tanto, la tensión de salida total será:

$$V_{sal}(PICO) = \sqrt{\left(\sum_{n=1}^{\infty} V_{sal,n}(PICO)\right)^2}; (V)$$

Si queremos obtener la tensión de salida del armónico n en valor eficaz (RMS) debemos dividir el valor de pico entre la raíz cuadrada de 2 o utilizar la siguiente fórmula:

$$V_{sal,n}(RMS) = \frac{V_{sal,n}(PICO)}{\sqrt{2}} = \frac{4 \cdot V_{dc}}{\sqrt{2} \cdot n \cdot \pi} \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \alpha}{2}\right); (V)$$

Y para obtener la tensión eficaz de salida total:

$$V_{sal}(RMS) = \sqrt{\left(\sum_{n=1}^{\infty} V_{sal,n}(RMS)\right)^2}; (V)$$

PWM

En el caso del convertidor CC/CA monofásico en puente con control PWM podemos diferenciar entre dos casos: bipolar y unipolar.

El índice de modulación de frecuencia es:

$$m_f = \frac{f(\text{portadora})}{f_s(\text{moduladora})}$$

La frecuencia de cada armónico depende del orden de este:

$$f_n = n \cdot f_s(\text{moduladora}); (Hz)$$

Si necesitamos los valores de frecuencias en radianes/segundo los obtendremos de la siguiente forma:

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s; \left(\frac{rad}{s}\right)$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f; \left(\frac{rad}{s}\right)$$

Dimensionado de convertidores CC/CA

Vamos a considerar que el convertidor no se encuentra sobremodulado, es decir, que el índice de modulación m_a es menor o igual que 1:

$$m_a = \frac{V_{control}(PICO)}{V_{tri}(PICO)} = \frac{V_{sal,1}(PICO)}{V_{dc}} \leq 1$$

Siempre que se cumpla esta condición, la tensión pico del armónico fundamental de salida del convertidor se puede calcular de la siguiente forma:

$$V_{sal,1}(PICO) = m_a \cdot V_{dc} ; (V)$$

Para obtener la tensión eficaz de este valor simplemente tenemos que dividirlo entre la raíz de 2:

$$V_{sal,1}(RMS) = \frac{V_{sal,1}(PICO)}{\sqrt{2}} ; (V)$$

Cuando el valor de m_f es lo suficientemente grande ($m_f > 9$), la tensión de salida de los armónicos se calcula a través de la tabla de armónicos normalizados:

Armónicos normalizados de v_o para m_f grande ($m_f > 9$)

n Orden del armónico	m_a				
	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1 Fundamental	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

Tabla 4: Tabla de armónico normalizados de la tensión de salida de un inversor monofásico para $m_f > 9$ [2]

A partir del valor de m_a , m_f y n obtenemos el coeficiente que tendremos que multiplicar por la tensión continua de alimentación para obtener la tensión de salida:

$$V_{sal,n}(PICO) = (\text{coeficiente tabla}) \cdot V_{dc} ; (V)$$

$$V_{sal,n}(RMS) = \frac{(\text{coeficiente tabla}) \cdot V_{dc}}{\sqrt{2}} ; (V)$$

En el caso de la conmutación unipolar, también se utiliza la tabla de coeficientes anterior, pero como la frecuencia efectiva es el doble de la que conmutan los polos de potencia, los armónicos se sitúan alrededor de los índices de modulación de frecuencias pares. Es decir, los armónicos que se sitúan en frecuencias de m_f , $3m_f$, $5m_f$ y alrededores han sido eliminados, lo cual mejora el comportamiento del convertidor.

2.3.2 CÁLCULOS CONVERTIDOR TRIFÁSICO

Onda cuadrada

En el caso del convertidor CC/CA trifásico solo son distintos de cero los armónicos de orden n' :

$$n' = |6 \cdot n \pm 1|$$

La tensión pico de salida entre fases del armónico de orden n' viene dada por la siguiente expresión:

$$V_{AB,n'}(PICO) = \frac{4 \cdot V_{dc}}{n' \cdot \pi} \cdot \text{sen} \left(\frac{n' \cdot \pi}{3} \right) ; (V)$$

El valor eficaz de esta tensión entre fases se puede obtener de la siguiente forma:

$$V_{AB,n'}(RMS) = \frac{0,78}{n'} \cdot V_{dc} ; (V)$$

Si tenemos la carga conectada en estrella, la relación entre las tensiones eficaces de línea y las de fase es $\sqrt{3}$:

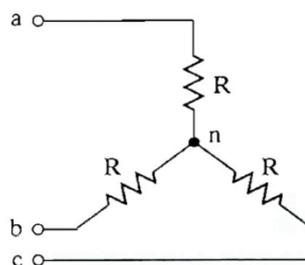


Figura 77: Carga trifásica conectada en estrella [2]

$$V_{AB}(RMS) = \sqrt{3} \cdot V_{AN}(RMS) ; (V)$$

PWM

El control PWM en el convertidor CC/CA trifásico es similar que en el caso monofásico, por lo que tendremos una señal portadora y otra moduladora, obteniendo de esta forma el índice de modulación de frecuencia:

$$m_f = \frac{f(\text{portadora})}{f_s(\text{moduladora})}$$

También vamos a considerar que el convertidor no se encuentra sobremodulado, es decir, que el índice de modulación m_a es menor o igual que 1:

$$m_a = \frac{V_{\text{control}}(\text{PICO})}{V_{\text{tri}}(\text{PICO})} = \frac{V_{AB}(\text{PICO})}{V_{dc}} \leq 1$$

Siempre que se cumpla esta condición, la tensión pico del armónico fundamental del convertidor se puede calcular de la siguiente forma:

$$V_{AB,1}(\text{PICO}) = \sqrt{3} \cdot m_a \cdot \frac{V_{dc}}{2} = \sqrt{3} \cdot V_{AN,1}(\text{PICO}); (V)$$

Cuando el valor de m_f es lo suficientemente grande ($m_f > 9$) y es múltiplo de 3, la tensión de salida de los armónicos se calcula a través de la tabla de armónicos normalizados por la tensión de alimentación continua:

Valor eficaz de los armónicos normalizados de la tensión de salida (fase-fase) para m_f impar y múltiplo de 3

h \ m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
$m_f \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$m_f \pm 4$				0.005	0.011
$2m_f \pm 1$	0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2m_f \pm 5$				0.008	0.020
$3m_f \pm 2$	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$3m_f \pm 4$		0.007	0.029	0.064	0.096
$4m_f \pm 1$	0.100	0.096	0.005	0.064	0.042
$4m_f \pm 5$			0.021	0.051	0.073
$4m_f \pm 7$				0.010	0.030

Tabla 5: Tabla de armónico normalizados de la tensión fase-fase de un inversor trifásico para $m_f > 9$ y múltiplo de 3 [2]

A partir del valor de m_a , m_f y n' obtenemos el coeficiente que tendremos que multiplicar por la tensión continua de alimentación para obtener la tensión de salida:

$$V_{AB,n'}(\text{RMS}) = (\text{coeficiente tabla}) \cdot V_{dc}; (V)$$

2.3.3 CÁLCULOS ELECTROTÉCNICOS

En este apartado vamos a ver las diferentes expresiones electrotécnicas que se utilizarán en el desarrollo de la aplicación:

Impedancias

La reactancia inductiva de la bobina viene dada por la siguiente expresión, la cual depende del orden de n que estemos tomando:

$$X_{L,n} = n \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = n \cdot \omega \cdot L ; (\Omega)$$

En la impedancia de la carga ocurrirá lo mismo, depende del orden del armónico n :

$$Z_n = \sqrt{R^2 + X_{L,n}^2} ; (\Omega)$$

Corriente

El valor de la corriente de salida en el instante de tiempo t viene dado por la siguiente expresión:

$$I_{sal}(t) = \frac{V_{sal}(t)}{Z} ; (A)$$

El valor eficaz de la corriente de salida del armónico de orden n que circulará por la carga es:

$$I_{sal,n}(RMS) = \frac{V_{sal,n}(RMS)}{Z_n} ; (A)$$

Si el convertidor es trifásico:

$$I_{sal,n'}(RMS) = \frac{V_{AB,n'}(RMS)/\sqrt{3}}{Z_{n'}} ; (A)$$

Finalmente, si sumamos el valor de todos los armónicos obtendremos el valor total de la corriente de salida:

$$I_{sal}(RMS) = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{sal,n}(RMS)^2} ; (A)$$

Potencia

La potencia aparente de salida del armónico de orden n viene dada por la siguiente expresión:

$$S_{sal,n} = I_{sal,n}(RMS) \cdot V_{sal,n}(RMS) ; (VA)$$

Si el sistema es trifásico:

$$S_{sal,n} = \sqrt{3} \cdot I_{sal,n}(RMS) \cdot V_{AB,n}(RMS); (VA)$$

La potencia aparente total de salida viene dada por las siguientes expresiones:

$$S_{sal} = I_{sal}(RMS) \cdot V_{sal}(RMS); (VA)$$

Si el sistema es trifásico:

$$S_{sal,n} = \sqrt{3} \cdot I_{sal}(RMS) \cdot V_{AB}(RMS); (VA)$$

La potencia aparente de la carga, formada por una componente inductiva y otra resistiva, se calcula de la siguiente forma:

$$S_{carga} = I_{sal}(RMS) \cdot V_{carga}(RMS); (VA)$$

Si el sistema es trifásico:

$$S_{carga} = 3 \cdot I_{sal}(RMS) \cdot V_{carga}(RMS); (VA)$$

La potencia real disipada en la carga es:

$$P_{carga} = I_{sal,n}(RMS)^2 \cdot R; (W)$$

Si el sistema es trifásico, la potencia disipada en la carga será:

$$P_{carga} = 3 \cdot I_{sal,n}(RMS)^2 \cdot R; (W)$$

Por tanto, el factor de potencia que tendrá el circuito viene dado por la siguiente relación:

$$FP = \frac{P_{carga}}{S_{sal}}$$

2.3.4 CÁLCULOS DE ARMÓNICOS

En este apartado vamos a presentar los diferentes cálculos que realizaremos para obtener los parámetros que nos indican el contenido armónico de las señales.

Distorsión del armónico de orden 'n'

Este parámetro indica la contribución de cada uno de los armónicos en la distorsión de la señal de salida en tanto por uno:

$$D = \frac{V_{sal,n}(RMS)}{V_{sal,1}(RMS)}$$

Se puede calcular tanto con los valores eficaces como con los de pico, pero hay que ser coherentes con estos y deben ser los mismos.

Distorsión armónica total

Es una medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental. La mediremos en tanto por ciento y para el caso del voltaje se calcula de la siguiente forma:

$$THD (V) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_{sal,n}(RMS)^2}}{V_{sal,1}(RMS)} \cdot 100 = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_{sal,n}(PICO)^2}}{V_{sal,1}(PICO)} \cdot 100 ; (\%)$$

En caso de que no tengamos el valor de todos los armónicos, podemos calcular el valor de la distorsión armónica total con la siguiente expresión:

$$THD (V) = \frac{\sqrt{V_{sal}(RMS)^2 - V_{sal,1}(RMS)^2}}{V_{sal,1}(RMS)} \cdot 100 ; (\%)$$

$$THD (V) = \frac{\sqrt{V_{sal}(PICO)^2 - V_{sal,1}(PICO)^2}}{V_{sal,1}(PICO)} \cdot 100 ; (\%)$$

* Tomando como V_{sal} la suma del valor de los cinco o seis armónicos más representativos.

Del mismo modo, este valor se puede aproximar gracias a la siguiente expresión (escogiendo los cinco mayores armónicos en valor de pico o en valor eficaz):

$$THD (V) = \frac{\sqrt{V_{sal,2} + V_{sal,3} + V_{sal,4} + V_{sal,5} + V_{sal,6}}}{V_{sal,1}} \cdot 100 ; (\%)$$

En el caso de la corriente se calcula de la misma forma, pero sustituyendo las tensiones por las intensidades:

$$THD (I) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} I_{sal,n}(RMS)^2}}{I_{sal,1}(RMS)} \cdot 100 = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} I_{sal,n}(PICO)^2}}{I_{sal,1}(PICO)} \cdot 100 ; (\%)$$

Como en el caso anterior se puede aproximar con esta expresión:

$$THD (V) = \frac{\sqrt{I_{sal,2} + I_{sal,3} + I_{sal,4} + I_{sal,5} + I_{sal,6}}}{I_{sal,1}} \cdot 100 ; (\%)$$

2.3.5 CÁLCULOS DE FILTRADO

Filtro de primer orden

En los circuitos que se incluyen en la aplicación Excel se va a incluir una inductancia en serie con la carga. Esta creará un filtro de primer orden de paso bajo, el cual elimina los armónicos superiores a la frecuencia de corte para la cual está dimensionado:

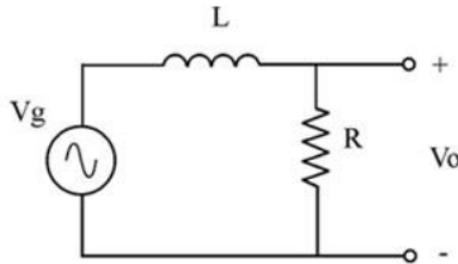


Figura 78: Filtro pasivo de paso bajo con una inductancia

La frecuencia de corte viene dada por la siguiente expresión:

$$\omega_c = \frac{R}{L} ; \left(\frac{rad}{s} \right) \quad f_c = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L} ; \left(\frac{rad}{s} \right)$$

Filtro de segundo orden

Otra opción de filtrado sería utilizar un filtro de segundo orden, el cual incluye una bobina y una resistencia (al menos 10 veces menor que la resistencia de carga) en serie y un condensador en paralelo:

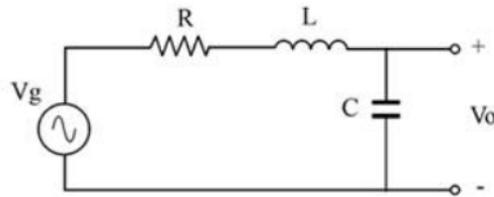


Figura 79: Filtro pasivo de segundo orden

La frecuencia de corte de este filtro viene dada por la siguiente expresión:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} ; \left(\frac{rad}{s} \right) \quad f_c = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} ; \left(\frac{rad}{s} \right)$$

2.4 DESARROLLO DE LA APLICACIÓN EXCEL

En este último apartado se va a explicar el proceso de desarrollo de la aplicación de convertidores CC/CA creada en el programa Excel.

Con este programa vamos a poder trabajar tanto con convertidores monofásicos en puente completo como trifásicos, con métodos de control de onda cuadrada y PWM.

2.4.1 DESARROLLO

La aplicación está formada por varias hojas de Excel, las cuales tienen diferentes funciones:

Menús y submenús

Tendremos diferentes menús, con figuras y botones vinculados a las hojas de Excel de los submenús o a las herramientas de cálculo del convertidor correspondiente:

- **Menú principal:** permite elegir entre convertidores monofásicos en puente completo o convertidores trifásicos.



UVa

CONVERTIDORES CONTINUA-ALTERNA

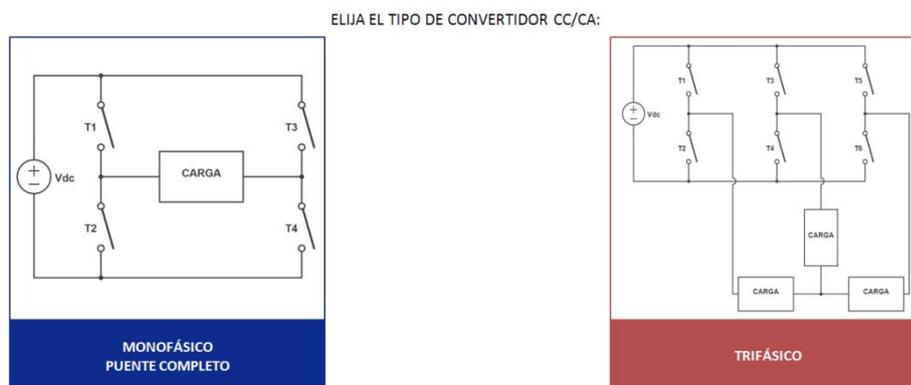


Figura 80: Menú principal de la aplicación Excel

- **Submenú de convertidores monofásicos en puente completo:** dentro de este podremos elegir tres tipos de métodos de control: onda cuadrada, PWM bipolar y PWM unipolar.

CONVERTIDOR MONOFÁSICO EN PUENTE COMPLETO

ELIJA LA TÉCNICA DE CONTROL EMPLEADA:

- ONDA CUADRADA
- PWM BIPOLAR
- PWM UNIPOLAR

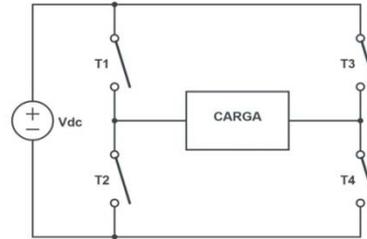


Figura 81: Submenú de convertidores monofásicos en puente completo

- **Submenú convertidores trifásicos:** podremos elegir entre el control por onda cuadrada o por PWM.

CONVERTIDOR TRIFÁSICO

ELIJA LA TÉCNICA DE CONTROL EMPLEADA:

- ONDA CUADRADA
- PWM

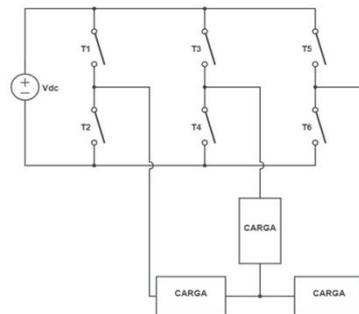


Figura 82: Submenú de convertidores trifásicos

Hojas de cálculo de los diferentes convertidores

En la aplicación vamos a poder escoger entre los cinco tipos de convertidores CC/CA que nos ofrecen los submenús.

Estas hojas de cálculo tendrán diferentes celdas, divididas en datos necesarios, datos informativos y resultados:

- **Datos necesarios:** son los valores que tendremos que completar para que el simulador pueda realizar los cálculos y obtener los resultados.
- **Datos informativos:** son resultados intermedios que se obtienen a partir de los datos necesarios. Estos se usarán para poder obtener los resultados finales y serán mostrados ya que son útiles u ofrecen cierta información interesante.
- **Resultados:** son los valores obtenidos a partir de los cálculos realizados. Tendremos dos tipos de resultados:
 - Valores referentes a los seis mayores armónicos.

Los valores del orden de armónicos que se han elegido son los que tienen más repercusión sobre la señal de salida. Estos no tienen por qué ser los primeros armónicos.

Nos ofrecen los resultados de tensiones, corrientes e impedancias referentes a cada armónico, tanto en valores eficaces como valores de pico.

RESULTADOS									
n	fn (Hz)	Vsal.n(PICO)	Vsal.n(RMS)	Ztotal.n	Zcarga.n	Isal.n(PICO)	Isal.n(RMS)	Vcarga.n(PICO)	Vcarga.n(RMS)
1	50	12,732 V	9,003 V	37,242 Ω	37,242 Ω	0,342 A	0,242 A	12,732 V	9,003 V
3	150	4,244 V	3,001 V	96,346 Ω	96,346 Ω	0,044 A	0,031 A	4,244 V	3,001 V
5	250	2,546 V	1,801 V	158,348 Ω	158,348 Ω	0,016 A	0,011 A	2,546 V	1,801 V
7	350	1,819 V	1,286 V	220,819 Ω	220,819 Ω	0,008 A	0,006 A	1,819 V	1,286 V
9	450	1,415 V	1,000 V	283,450 Ω	283,450 Ω	0,005 A	0,004 A	1,415 V	1,000 V
11	550	1,157 V	0,818 V	346,153 Ω	346,153 Ω	0,003 A	0,002 A	1,157 V	0,818 V

Figura 83: Resultados en función del orden del armónico n

- Valores referentes a la salida total.

Estos valores son obtenidos a partir de los calculados para los seis mayores armónicos. Gracias a estos podemos conseguir un resultado bastante aproximado del valor real.

Si se quisieran obtener los valores exactos habría que tener en cuenta todos los armónicos de las señales, lo cual requiere una gran capacidad de computo y hace que el programa sea más complejo. Por tanto, normalmente se usan los cinco o seis mayores armónicos para obtener estos resultados.

Los resultados finales de la simulación son voltajes y corrientes de salida y de la carga, todos estos tanto en valor eficaz como valor de pico. También nos ofrece la potencia aparente de salida (filtro y carga) y la potencia aparente y real de la carga, junto al factor de potencia.

Finalmente el programa calcula el valor de la distorsión armónica total para los valores de tensión y para los valores de corriente. Es interesante ver como mejoran cuando se añade el filtro inductivo en los datos necesarios.

SALIDA:		CARGA:		POTENCIA:		ARMÓNICOS:	
Vsal(PICO)	13.902 V	Vcarga(PICO)	13.902 V	Ssal	2.303 VA	THD (V)	43.83 %
Vsal(RMS)	9.830 V	Vcarga(RMS)	9.830 V	Scarga	2.303 VA	THD (I)	14.04 %
Isal(PICO)	0.345 V			Pcarga	1.192 W		
Isal(RMS)	0.244 V			FP	0.517		

Figura 84: Resultados referentes a la salida total

Instrucciones

En las hojas de simulación se incluye un botón llamado 'Instrucciones'. Si se pulsa en él se abrirá una ventana emergente con una pequeña explicación de cómo usar el programa:

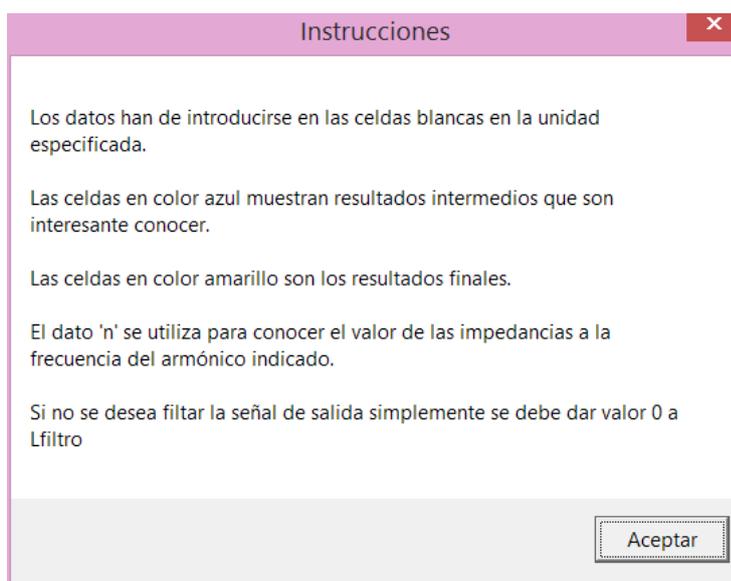


Figura 85: Ventana emergente de instrucciones para el convertidor monofásico controlado por onda cuadrada

Esta funcionalidad se ha desarrollado gracias a Visual Basic. Se han creado cuatro módulos llamados 'Instrucciones', 'InstruccionesT', 'InstruccionesPWM' e 'InstruccionesPWMT', ya que hay diferencias entre ambos.

Para poder utilizar Visual Basic hay que habilitar la pestaña de programador. Entraremos en Archivo, Opciones de Excel, Más frecuentes y activaremos la opción 'Mostrar ficha Programador en la cinta de opciones'.

Una vez hayamos entrado en Visual Basic crearemos un nuevo módulo (Insertar > Módulo) y escribiremos el código. Este cuenta con tres partes:

- Declaración del procedimiento público:
Public Sub Instrucciones()
- Función para crear la ventana emergente con el texto que se necesite:
[10]
MsgBox (prompt, [buttons,] [title,] [helpfile, context])

Solo utilizaremos los siguientes argumentos:

- *Prompt*: Obligatorio. Expresión de cadena que aparece como mensaje en el cuadro de diálogo. La longitud máxima de prompt es de aproximadamente 1024 caracteres, según el ancho de los caracteres utilizados. Para realizar un salto de línea basta con poner '& vbnewline &' entre las líneas contiguas.
- *Buttons*: Opcional. Expresión numérica que es la combinación de valores que especifica el número y tipo de botones para mostrar, el estilo de icono para usar, la identidad del botón predeterminado y la modalidad del cuadro de mensaje. Utilizaremos la constante '*vbOKOnly*' para mostrar únicamente el botón de aceptar.
- *Title*: Opcional. Expresión de cadena que aparece como barra de título en el cuadro de diálogo. Si omite title, el nombre de aplicación se coloca en la barra de título.

- Fin de la declaración:

End Sub

Una vez tengamos creados los macros, según estemos en un simulador u otro, asignaremos el macro correspondiente al botón de instrucciones.

Para asignar el macro simplemente tendremos que hacer clic derecho sobre el botón de instrucciones, seleccionar la opción 'Asignar macro...' y escoger el macro correspondiente.

Teoría

Cada tipo de convertidor tendrá un apartado de teoría referente a su topología y método de control. Se podrá acceder a ella pulsando sobre el botón que aparece en la parte superior derecha:



Figura 86: Botón para acceder a la teoría

Estas pestañas ofrecen un pequeño resumen teórico de cada convertidor con su circuito, gráficas de las señales y las fórmulas más importantes. En la siguiente figura se muestra como ejemplo la pestaña de teoría del convertidor monofásico controlado por PWM bipolar:

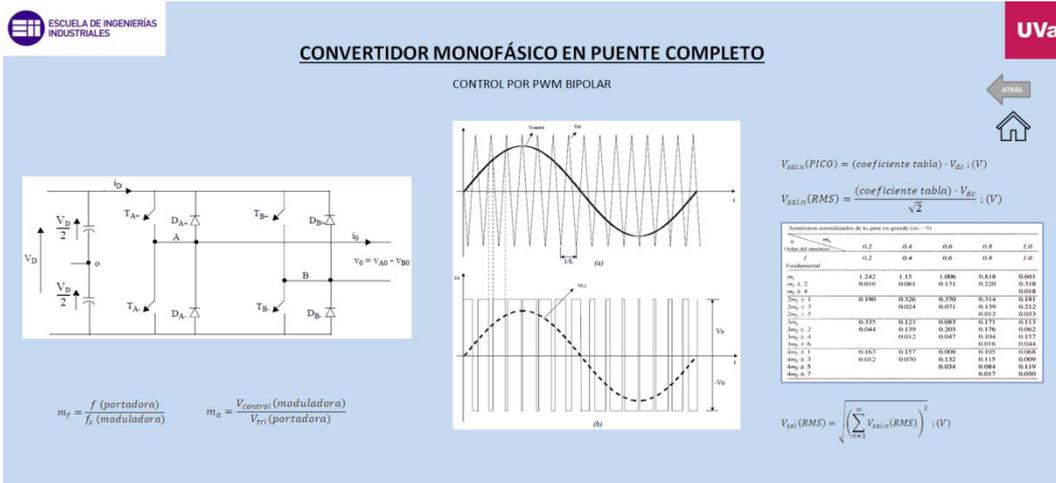


Figura 87: Teoría del convertidor monofásico controlado por PWM bipolar

2.4.2 FUNCIONAMIENTO

Cuando se abra la aplicación Excel aparecerá el menú principal, donde podremos elegir si queremos acceder a los convertidores monofásicos en puente completo o trifásicos.

Una vez hayamos elegido entre estos dos tipos deberemos escoger el método de control haciendo clic sobre el recuadro. Se nos abrirá la hoja de Excel del programa correspondiente.

Para ver las instrucciones habrá que pulsar sobre el botón 'Instrucciones'. Se abrirá una ventana emergente que explica resumidamente como se debe proceder:

- Si estamos en el método de control de **onda cuadrada**, tanto en monofásico como en trifásico:

Tendremos que rellenar las casillas en blanco con valores numéricos.

Si queremos que la carga no tenga comportamiento inductivo simplemente hay que dar valor cero a la inductancia (L).

Ocurre lo mismo con el filtro inductivo, en caso de que no queramos filtrar la señal habría que darle valor cero.

El orden del armónico (n) sirve para visualizar el valor de las impedancias a la frecuencia de ese armónico, pero a la hora de obtener los resultados no se tendrá en cuenta.

- Si estamos en un método de control **PWM**, tanto en monofásico como en trifásico:

Hay que realizar lo mismo que en el caso anterior, pero hay que tener en cuenta las indicaciones que impone cada convertidor:

- Monofásico en puente completo con control PWM (bipolar y unipolar):

$$m_f > 9 \text{ y entero}$$
$$m_a = 0.2 \text{ ó } 0.4 \text{ ó } 0.6 \text{ ó } 0.8 \text{ ó } 1$$

- Trifásico con control PWM:

$$m_f > 9, \text{ impar y múltiplo de } 3$$
$$m_a = 0.2 \text{ ó } 0.4 \text{ ó } 0.6 \text{ ó } 0.8 \text{ ó } 1$$

Si no las cumplimos nos saldrá una casilla de error y ningún resultado será válido.

Para poder ajustar el valor de m_a se debe modificar el voltaje de la onda portadora (control) y de la señal moduladora (triangular):

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}}$$

Este valor de V_{tri} será el mismo que la tensión V_{dc} de alimentación, ya que en la mayoría de los problemas analizados se daba esta relación. [18]

El valor de m_f se ajusta modificando la frecuencia de la onda moduladora (control) y de la señal portadora (triangular):

$$m_f = \frac{f}{f_s}$$

Una vez hayamos rellenado todos los datos necesarios de las celdas blancas de forma correcta, la aplicación dará los resultados finales en las celdas amarillas.

3. CONCLUSIONES

Conclusiones

Llegados al final de este trabajo podemos concluir que los objetivos propuestos en la Introducción se han cumplido. Se ha puesto en contexto el estado de los convertidores CC/CA en la actualidad, para luego entrar en el análisis de sus diferentes tipos.

También se han expuesto los cálculos necesarios para realizar su dimensionado y se ha desarrollado la aplicación Excel basándonos en ellos.

La aplicación Excel es muy intuitiva y, cualquier persona con un ordenador y este programa instalado puede utilizarla. El fin principal es el apoyo académico para la comprobación de los resultados obtenidos de los problemas propuestos, por lo que gracias a diferentes ejemplos y problemas de convertidores CC/CA [18] se ha podido comprobar que los resultados que ofrece este programa son válidos, consiguiendo una buena aproximación de los valores reales.

Para futuras líneas de trabajo se propone una ampliación de la aplicación Excel, pudiéndose incluir más tipos de convertidores CC/CA, como puede ser el monofásico en medio puente, el push-pull o algún convertidor multinivel.

También se podría mejorar tomando más valores de armónicos para mejorar la aproximación de los resultados, o incluso añadir gráficas de las señales de salida en función del tiempo.

4. BIBLIOGRAFÍA

Bibliografía

- [1] F. Martínez Rodrigo and L. C. Herrero de Lucas, “Tema 4. Convertidores CC/CA.” Departamento de Tecnología Electrónica, Escuela de Ingenierías Industriales, Universidad de Valladolid, 2020.
- [2] J. M. González de la Fuente, “TEMA 4: Convertidores CC/CA.” Departamento de Tecnología Electrónica, Escuela de Ingenierías Industriales, Universidad de Valladolid, 2015.
- [3] Tema 11 Inversores. I.T.T.(S.E.) - Universitat de València - Curso 06/07.
- [4] <https://www.uv.es/~emaset/iep00/descargas/INVERSORES%20SQW.pdf>, Abril 2022.
- [5] https://es.wikipedia.org/wiki/Sistema_trif%C3%A1sico , abril 2022.
- [6] <https://www.plena-energia.com/post/inversor-monofasico-trifasico>, abril 2022.
- [7] F. Martínez Rodrigo and L. C. Herrero de Lucas, “Semiconductores de Potencia.” Departamento de Tecnología Electrónica, Escuela de Ingenierías Industriales, Universidad de Valladolid, 2020.
- [8] <https://fornieles.es/perturbaciones-electricas/armonicos-electricos/>, junio 2022.
- [9] http://ingenieros.es/files/proyectos/Armonicos_en_sistemas_electricos.pdf, junio 2022.
- [10] <https://docs.microsoft.com/es-es/office/vba/language/reference/user-interface-help/msgbox-function>, junio 2022.
- [11] http://seslab.org/fotovoltaico/15_inversores_conectados_a_red_tipos.html, abril 2022.
- [12] <https://www.simonelectric.com/blog/el-vehiculo-electrico-elementos-principales-y-funcionamiento>, abril 2022.
- [13] <https://www.electromov.cl/2019/10/08/el-rol-de-la-electronica-de-potencia-en-la-electromovilidad/>, abril 2022.
- [14] <https://iepfzas.com/wp-content/uploads/2019/08/Manual-de-Usos-y-Cuidados-Horno-de-Inducci%C3%B3n-5M-SCR.pdf>, abril 2022.
- [15] <https://coelectrix.com/inversor-de-corriente>, abril 2022.
- [16] <https://www.generatuluz.com/tu-propia-instalacion-aislada/tipos-de-inversores-de-corriente/>, abril 2022.

[17] <https://www.hwlibre.com/drv8825/>, abril 2022.

[18] Tema 4: Convertidores CC/CA. Ejemplos y problemas. Departamento de Tecnología Electrónica, Escuela de Ingenierías Industriales, Universidad de Valladolid, 2015.

Bibliografía