



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

## **TESIS DOCTORAL**

# **Técnicas avanzadas de modulación para la reducción de la distorsión armónica total (DAT) en fuentes auxiliares para ferrocarril**

**Autor:**

**Isabel Quesada Redondo**

**Directores:**

**Antonio Lázaro Blanco**

**Andrés Barrado Bautista**

**DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA**

**Leganés, Diciembre 2011**

*A Jesús y a Julia*

## *Agradecimientos*

A Antonio Lázaro y a Andrés Barrado, mis directores de tesis, por sus consejos y su apoyo desde que empezamos a trabajar juntos, hace ya unos cuantos años.

A Ramón Vázquez por estar siempre dispuesto a compartir ideas y a aportar sugerencias.

A Carmen, porque tengo el privilegio de trabajar con una estupenda persona que además es mi amiga.

A “los Carlos”, Carlos Martínez y Carlos Lucena, por todo el trabajo compartido, por su implicación y por las risas compartidas.

A todo el Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia por su apoyo y por estar siempre dispuestos a echar una mano, especialmente a los “*last monkeys*” y las “*monkey’s lunch*”, de las que es imposible salir sin una sonrisa en la cara.

A SEPSA, por apoyar este proyecto.

En lo personal, quiero hacer una mención especial a mis padres, a mi abuela y a mi hermana, que siempre me han apoyado en mis decisiones y me han empujado a seguir adelante.

A Jesús, por compartir conmigo su vida, por aportarme su optimismo y apoyarme en todo.

A Julia, por venir a reorganizar mis esquemas y mis prioridades, y aportarme una nueva visión de la vida.

A mis amigos, por hacerme reír, por entender mis ausencias, por darme ánimos, y por creer en mí.



# Planteamiento y resumen de la tesis

Las fuentes de alimentación de servicios auxiliares en ferrocarril resultan esenciales para alimentar cargas relacionadas con la seguridad, ventilación, y confort del pasajero. La implementación original utilizada para la alimentación de servicios auxiliares se basaba en la utilización de un conjunto mecánico motor-alternador. Esta solución fue paulatinamente sustituida por convertidores estáticos de potencia, a medida que se desarrolló la electrónica de potencia, proporcionando sistemas más versátiles y con menores requisitos de mantenimiento.

Típicamente, la fuente de alimentación de servicios auxiliares debe generar un bus de tensión CA destinado a la alimentación de los compresores de aire acondicionado, los ventiladores de los convertidores de tracción, la iluminación y, de forma minoritaria en potencia, cargas formadas por electrodomésticos tales como aspiradores, cafeteras del vagón restaurante, ordenadores, etc., así como una salida de tensión CC opcional destinada a cargar las baterías de *back-up*, necesarias para alimentar los servicios de emergencia y/o esenciales del tren en caso de fallo eléctrico.

Por consiguiente, se distinguen dos configuraciones típicas de fuentes de alimentación de servicios auxiliares:

- Fuente de alimentación con tensión de salida CA trifásica, implementada mediante un inversor estático y un filtro de CA de salida.
- Fuente de alimentación con tensión de salida CA trifásica y tensión de salida CC, donde el bus de tensión CA se genera mediante un inversor estático y un filtro CA de salida y, además, se integra un cargador de baterías que proporciona la tensión CC de salida necesaria.

Desde el punto de vista de garantizar la integración de dichas fuentes de alimentación dentro del sistema eléctrico del tren, cada fuente de alimentación es tratada como una caja negra, y únicamente se definen las especificaciones relativas a sus interfaces de entrada y salida, definidas en el estándar IEEE Std 1476-2000.

Una de las características fundamentales establecidas para el interfaz de salida de dichas fuentes de alimentación requiere que la distorsión armónica total (DAT) presente en la tensión de salida CA de la fuente de alimentación se mantenga dentro de los límites establecidos en las especificaciones. En este aspecto cabe destacar que el estándar IEEE Std 1476-2000 establece que, en el caso de la alimentación de servicios auxiliares, la DAT máxima admisible depende de las cargas que se vayan a conectar en la salida de la fuente de alimentación. Por consiguiente, las especificaciones relativas a la DAT se fijan mediante un acuerdo entre el fabricante del tren y el fabricante de la fuente de alimentación de servicios auxiliares, de forma que la DAT máxima se establece como un compromiso entre el coste de filtrado del inversor y su fiabilidad, frente al coste

y al impacto que los armónicos presentes en la tensión de salida puedan tener sobre las cargas.

La distorsión de la tensión de salida es ocasionada por la presencia de armónicos no deseados junto con el armónico fundamental. El origen de dichos armónicos no deseados es debido fundamentalmente a dos posibles causas:

- Armónicos debidos a la conmutación del inversor.

Los armónicos debidos a la conmutación del inversor se sitúan por regla general en alta frecuencia, y son característicos de cada técnica de modulación. De forma general, basta la utilización de un filtro de CA de salida para obtener un bus de tensión CA que cumpla las especificaciones relativas a la DAT máxima.

- Armónicos debidos a la presencia de cargas no lineales en el sistema.

Se considera carga no lineal a aquellas cargas que, siendo alimentadas con tensión sinusoidal, demandan una corriente no sinusoidal. Por regla general, se trata de cargas electrónicas caracterizadas por absorber corriente solo durante ciertos intervalos de tiempo dentro del periodo fundamental. Como consecuencia, la corriente demandada por este tipo de cargas presenta un alto contenido en armónicos de baja frecuencia que circulan por las impedancias del sistema y provocan la aparición de armónicos de baja frecuencia en la tensión de salida, distorsionándola y aumentando su distorsión armónica total.

Por lo tanto, se distinguen dos ámbitos susceptibles de mejora en relación con la DAT, que pueden clasificarse según cuál sea el contenido armónico dominante en la distorsión de la tensión de salida de la fuente de alimentación. Además, para el desarrollo, análisis y validación de ambas soluciones propuestas se han considerado dos configuraciones típicas de fuentes de alimentación de servicios auxiliares, cada una de las cuales presenta uno de los tipos de distorsión dominante enunciados.

- Reducción de la DAT de alta frecuencia, cuando los armónicos dominantes en la distorsión de la tensión de salida son los debidos a la conmutación del inversor. Es el caso de la fuente de alimentación de servicios auxiliares con salida única de CA trifásica.
- Reducción de la DAT de baja frecuencia, cuando los armónicos dominantes son aquellos debidos a la presencia de una carga no lineal en el sistema. Este es el caso de la fuente de alimentación con una salida de CA y salida de tensión CC para alimentar un cargador de baterías que se comporta como una carga no lineal.

Atendiendo a esta clasificación, en la presente tesis se proponen dos soluciones, una para cada uno de los ámbitos considerados, cuyo objetivo fundamental es la reducción de la DAT presente en la tensión de salida CA proporcionada a los servicios auxiliares por la fuente de alimentación.

En el **primer capítulo** de esta tesis se proporciona, a modo de introducción, una visión panorámica del entorno del tren eléctrico. Dentro del tren eléctrico, se distinguen dos ámbitos fundamentales de aplicación de la electrónica de potencia: convertidores de tracción y fuentes de alimentación de servicios auxiliares. Dentro de este último campo de aplicación, se abordan las distintas configuraciones de fuentes de alimentación de servicios auxiliares y se lleva a cabo la

elección de las dos configuraciones utilizadas a lo largo de esta tesis. Así mismo, se enuncia brevemente la problemática asociada a la distorsión armónica total, llevándose a cabo la distinción entre distorsión armónica de alta y baja frecuencia que se mantiene a lo largo de todo el documento.

En el **segundo capítulo**, atendiendo a la distinción entre distorsión armónica total de alta frecuencia y de baja frecuencia, se lleva a cabo el estudio del estado de la técnica y de la solución propuesta en cada caso de forma independiente:

- Estado de la técnica y solución propuesta en el ámbito de la reducción de la DAT de alta frecuencia
- Estado de la técnica y solución propuesta en el ámbito de la reducción de la DAT de baja frecuencia

En el **tercer capítulo**, se desarrolla la solución propuesta para la reducción de la DAT en alta frecuencia. Para ello, se comienza con una breve descripción de la fuente de alimentación considerada: generación de un bus CA mediante un inversor y un filtro CA de salida. Teniendo en cuenta dicha arquitectura, se lleva a cabo un estudio comparativo de las distintas técnicas de modulación descritas en el estado de la técnica, con objeto de establecer el modulador óptimo en términos de reducción de la DAT presente en la tensión de salida.

Dicho estudio requiere:

- La selección de las técnicas de modulación a comparar, entre las técnicas descritas en el estado de la técnica.
- La definición de los factores de mérito a evaluar, atendiendo no sólo a la DAT sino también a las pérdidas en la bobina de filtro, así como las pérdidas en los semiconductores.
- El establecimiento de las condiciones en las que se realiza el estudio.

Con objeto de validar las conclusiones extraídas del estudio teórico realizado, se muestran los resultados experimentales obtenidos sobre un prototipo a escala.

En el **cuarto capítulo**, se lleva a cabo el desarrollo de la solución propuesta en términos de reducción de la DAT en baja frecuencia. Como en el capítulo anterior, se comienza con la descripción de la arquitectura de la fuente de alimentación auxiliar, formada en este caso por un inversor, un filtro CA y un cargador de baterías implementado mediante un rectificador controlado de onda completa con tiristores, que actúa como carga no lineal.

En este contexto, se propone la utilización del concepto de cancelación de armónicos, de forma que a través de la modulación del inversor y sin añadir elementos de potencia adicionales, se reduzca la DAT presente en la tensión de salida de la fuente de alimentación como consecuencia de la presencia de una carga no lineal.

En términos de implementación, se analiza en detalle la implementación de dicha técnica de modulación mediante tablas de control que almacenan patrones de disparo calculados *off-line*. Dicho análisis comprende:

- El desarrollo matemático necesario para la obtención de los patrones de disparo.
- Análisis del espacio de existencia de solución para la técnica de cancelación de

armónicos.

- Análisis de la sensibilidad de los resultados obtenidos ante discrepancias entre los valores de diseño utilizados en el cálculo del patrón de disparo y los reales.
- Establecimiento de la arquitectura de control.

En términos de validación de la técnica de modulación, ésta se lleva a cabo tanto mediante simulación como mediante validación experimental sobre un prototipo a escala. Así mismo, se realiza una comparación entre las dos implementaciones propuestas y se destacan las ventajas e inconvenientes que presentan.

Por último, se evalúa la posibilidad de implementar el concepto de cancelación de armónicos mediante técnicas de modulación PWM.

El **quinto capítulo** resume las conclusiones generales y las aportaciones originales realizadas en el presente trabajo. Dentro de dichas aportaciones se distingue:

- La propuesta de un modulador capaz de seleccionar, para cada índice de modulación, el patrón de disparo que proporciona la DAT óptima en la tensión de salida, lo que permite reducir el tamaño del filtro de salida necesario.
- El desarrollo de una técnica de modulación novedosa, llamada cancelación de armónicos, que permite reducir el contenido armónico de baja frecuencia presente en la tensión de salida, como consecuencia de la presencia de una carga no lineal conocida, mediante la adecuada pre-distorsión de la tensión de salida del inversor. A este respecto se proponen dos implementaciones.
- Implementación PWM del concepto de cancelación de armónicos.

Además, se enumeran las actividades de transferencia realizadas en el marco de la tesis doctoral:

- Transferencia de los resultados de investigación obtenidos a una empresa del sector, mediante la realización de un programa que permite automatizar el diseño del convertidor cuando se usa la técnica de cancelación de armónicos.
- Transferencia de los resultados de investigación a la comunidad científica, mediante la publicación de artículos en revistas internacionales y en congresos tanto nacionales como internacionales.

<b>PLANTEAMIENTO Y RESUMEN DE LA TESIS.....</b>	<b>I</b>
<b>LISTA DE ACRÓNIMOS.....</b>	<b>XI</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS.....</b>	<b>XIII</b>
<b>CONVENIO DE NOTACIÓN.....</b>	<b>XVII</b>
<b>LISTA DE FIGURAS.....</b>	<b>XIX</b>
<b>LISTA DE TABLAS.....</b>	<b>XXXI</b>
<b>1 INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>1</b>
<b>1.1 Subsistemas de la red ferroviaria.....</b>	<b>7</b>
<b>1.2 Electrificación y sistemas de alimentación .....</b>	<b>11</b>
1.2.1 Perspectiva histórica y situación actual del sistema de electrificación ferroviario europeo ..12	
1.2.2 Sistemas de electrificación ferroviaria actualmente en funcionamiento .....	14
1.2.2.1 Sistemas de electrificación CA .....	14
1.2.2.2 Sistemas de electrificación CC .....	14
<b>1.3 Cadena de tracción, frenado y alimentación de servicios auxiliares.....</b>	<b>17</b>
1.3.1 Captador de corriente.....	17
1.3.1.1 Pantógrafo para línea aérea de contacto (catenaria).....	17
1.3.1.2 Pantógrafo para tercer raíl o zapata deslizante.....	17
1.3.2 Pararrayos .....	18
1.3.3 Disyuntor.....	18
1.3.4 Convertidores de potencia.....	18
1.3.5 <i>Chopper</i> de frenado y resistencias de frenado .....	18
1.3.6 Motores.....	19
1.3.7 Ubicación de los elementos de tracción en el vehículo ferroviario .....	19
1.3.7.1 Configuración bajo bastidor.....	19
1.3.7.2 Configuración sobre el techo.....	19
<b>1.4 La electrónica de potencia embarcada en el tren .....</b>	<b>21</b>
1.4.1 Sistemas de alimentación CC y CA .....	21
1.4.2 Alimentación multi-sistema .....	23
1.4.3 Potencias típicas de los convertidores de tracción y auxiliares según el tipo de tren .....	24

<b>1.5</b>	<b>Sistema de alimentación de servicios auxiliares .....</b>	<b>27</b>
1.5.1	Inversores estáticos concentrados para alimentación de servicios auxiliares.....	28
1.5.1.1	Características de entrada de los inversores estáticos concentrados para alimentación de servicios auxiliares .....	28
1.5.1.2	Características de salida de los inversores estáticos para alimentación de servicios auxiliares.....	29
1.5.2	Inversores distribuidos.....	30
1.5.3	Generación de tensión CC de baja tensión para servicios auxiliares .....	31
<b>1.6</b>	<b>Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC opcional. Especificaciones y arquitecturas. ....</b>	<b>33</b>
1.6.1	Convertidor auxiliar con salida CA trifásica.....	34
1.6.1.1	Conexión directa de la salida del inversor a los motores .....	34
1.6.1.2	Conexión de la salida del inversor a las cargas a través de transformador y filtro AC ....	34
1.6.2	Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC (cargador de baterías) .....	35
1.6.2.1	Cargador de baterías conectado directamente a la salida del inversor .....	36
1.6.2.2	Cargador de baterías conectado al secundario del transformador .....	36
1.6.3	Selección de la arquitectura del convertidor auxiliar.....	38
<b>1.7</b>	<b>Problemática y oportunidad de mejora .....</b>	<b>41</b>
	<b>Referencias .....</b>	<b>43</b>
<b>2</b>	<b>ESTADO DE LA TÉCNICA Y OBJETIVOS.....</b>	<b>47</b>
<b>2.1</b>	<b>Distorsión Armónica Total de Alta Frecuencia.....</b>	<b>53</b>
2.1.1	Técnicas de modulación PWM con portadora .....	55
2.1.1.1	Técnicas de modulación PWM con portadora y moduladora sinusoidal .....	55
2.1.1.2	Técnicas de modulación PWM con portadora y moduladora NO sinusoidal .....	57
2.1.2	Técnicas PWM de modulación mediante vector espacial.....	61
2.1.3	Técnicas de modulación programadas. Eliminación de Armónicos .....	65
2.1.4	Resumen del estado de la técnica para la reducción de la DAT en Alta Frecuencia .....	68
2.1.5	Breve descripción de la solución propuesta para reducir la DAT en alta frecuencia .....	70
<b>2.2</b>	<b>Distorsión Armónica Total de Baja Frecuencia .....</b>	<b>73</b>
2.2.1	Distorsión de la tensión de salida debido a la presencia de una carga no lineal .....	73
2.2.2	Reducción del contenido armónico demandado por la carga mediante la selección de la topología del cargador de baterías .....	75
2.2.2.1	Rectificadores trifásicos conmutados con la tensión de línea .....	75
2.2.2.2	Rectificadores trifásicos PWM .....	77
2.2.2.3	Rectificadores híbridos .....	79
2.2.2.4	Justificación de la topología seleccionada para el cargador de baterías .....	81
2.2.3	Control mediante múltiples lazos .....	82
2.2.3.1	Lazo interno de corriente .....	83
2.2.3.2	Lazo externo de tensión.....	85

2.2.3.3	Aplicabilidad del control mediante múltiples lazos a la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada.....	86
2.2.4	Filtrado .....	89
2.2.4.1	Filtros pasivos .....	90
2.2.4.2	Filtros activos .....	91
2.2.4.3	Filtros Híbridos.....	94
2.2.4.4	Aplicabilidad de las técnicas de filtrado descritas a la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada .....	94
2.2.5	Resumen del estado de la técnica para la reducción de la DAT en Baja Frecuencia.....	95
2.2.6	Breve descripción de la solución propuesta para reducir la DAT en Baja Frecuencia.....	98
<b>2.3</b>	<b>Objetivos .....</b>	<b>101</b>
<b>Referencias .....</b>		<b>103</b>
<b>3</b>	<b>REDUCCIÓN DE LA DAT DE ALTA FRECUENCIA .....</b>	<b>111</b>
<b>3.1</b>	<b>Esquema eléctrico del sistema.....</b>	<b>117</b>
<b>3.2</b>	<b>Técnicas de modulación involucradas en la comparación .....</b>	<b>119</b>
<b>3.3</b>	<b>Definición de las figuras de mérito para el estudio comparativo .....</b>	<b>123</b>
3.3.1	Distorsión armónica total (DAT).....	124
3.3.2	Pérdidas en la bobina del filtro CA de salida.....	125
3.3.2.1	Pérdidas en el cobre de la bobina del filtro CA de salida.....	125
3.3.2.2	Pérdidas en el hierro de la bobina del filtro CA de salida .....	127
3.3.3	Pérdidas en los IGBTs .....	130
3.3.3.1	Pérdidas en conducción.....	130
3.3.3.2	Pérdidas en conmutación .....	132
<b>3.4</b>	<b>Definición del estudio comparativo .....</b>	<b>135</b>
3.4.1	Definición del índice de modulación.....	135
3.4.2	Número de conmutaciones por periodo fundamental .....	135
3.4.3	Selección de la frecuencia de resonancia del filtro LC .....	139
<b>3.5</b>	<b>Resultados de la comparación teórica.....</b>	<b>143</b>
3.5.1	Comparación en términos de DAT de la tensión filtrada de salida .....	143
3.5.2	Comparación en términos de pérdidas.....	145
3.5.2.1	Pérdidas en el cobre de la bobina de filtro .....	145
3.5.2.1	Pérdidas en el hierro de la bobina de filtro .....	146
3.5.2.1	Pérdidas en los IGBTs.....	147
<b>3.6</b>	<b>Modulador propuesto para la reducción de la DAT de AF.....</b>	<b>151</b>
<b>3.7</b>	<b>Validación del modulador propuesto.....</b>	<b>153</b>
3.7.1	Validación experimental de las curvas de DAT respecto al índice de modulación .....	154
3.7.2	Validación experimental de las pérdidas. ....	155

3.7.3	Comportamiento del modulador propuesto alrededor de la frontera entre técnicas de modulación, $M_{frontera}$ .....	156
<b>3.8</b>	<b>Conclusiones</b> .....	<b>157</b>
3.8.1	Estudio teórico .....	157
3.8.2	Validación experimental .....	159
	<b>Referencias</b> .....	<b>161</b>
<b>4</b>	<b>REDUCCIÓN DE LA DAT DE BAJA FRECUENCIA</b> .....	<b>163</b>
<b>4.1</b>	<b>Esquema eléctrico del sistema</b> .....	<b>169</b>
<b>4.2</b>	<b>Determinación de los patrones de disparo</b> .....	<b>173</b>
4.2.1	Determinación de la expresión analítica que define la tensión distorsionada objetivo en el punto medio de la rama A, $v_{A0}$ .....	173
4.2.1.1	Coeficientes de la serie de Fourier de $v_{A0}$ expresada en función de los instantes de disparo ( $\alpha_p$ ).....	173
4.2.1.2	Determinación de los coeficientes de la serie de Fourier de la tensión objetivo, $A_{n\_vA0}$ y $B_{n\_vA0}$ .....	175
4.2.2	Planteamiento del sistema de ecuaciones trascendentes.....	180
4.2.3	Validación mediante simulación en Bucle Abierto de la técnica de cancelación de armónicos.....	183
4.2.3.1	Características de la fuente de alimentación auxiliar considerada .....	183
4.2.3.2	Resultados de simulación obtenidos para la técnica de cancelación de armónicos en bucle abierto.....	185
<b>4.3</b>	<b>Análisis de sensibilidad de la técnica de cancelación de armónicos frente a variaciones de los parámetros considerados para el cálculo</b> .....	<b>189</b>
4.3.1	Análisis de sensibilidad respecto a la variación de los parámetros que integran el filtro CA de salida .....	189
4.3.1.1	Influencia de la variación de la bobina de filtro, $L_F$ .....	191
4.3.1.2	Influencia de la resistencia serie de la bobina de filtro ( $R_{ecc}$ ).....	193
4.3.1.3	Influencia de la variación del condensador de filtro, $C_F$ .....	198
4.3.1.4	Carga CA, potencia de salida de la fuente de alimentación ( $S_{CA}$ , $\cos\phi$ ) y grado de carga ( $\lambda$ ) .....	199
4.3.2	Influencia de la resistencia serie de la inductancia del filtro de salida del cargador de baterías, $R_{LCC}$ .....	201
<b>4.4</b>	<b>Espacio de soluciones factibles de la técnica de cancelación de armónicos</b> .....	<b>203</b>
4.4.1	Influencia de los parámetros de diseño sobre el espacio de soluciones .....	205
<b>4.5</b>	<b>Estructura de control del convertidor</b> .....	<b>209</b>
4.5.1	Construcción de la tabla de control .....	209
4.5.1.1	Determinación del paso de discretización de cada variable de la tabla de control.....	209
4.5.1.2	Obtención de los patrones de disparo e implementación de la tabla de control .....	215

4.5.2	Esquema de control .....	217
4.5.2.1	Lazo de realimentación (feedback).....	218
<b>4.6</b>	<b>Validación experimental.....</b>	<b>226</b>
4.6.1	Descripción del prototipo y rangos de operación escalados .....	226
4.6.1.1	Descripción de la etapa de potencia del prototipo y rangos de operación .....	226
4.6.1.2	Descripción de la generación de las señales de disparo, identificación del patrón necesario y procedimiento de cambio de patrón.....	229
4.6.2	Resultados experimentales .....	237
4.6.2.1	Comparación entre la técnica de cancelación de armónicos y la técnica de eliminación de armónicos .....	238
4.6.2.2	Comportamiento en condiciones de vacío en la salida CA .....	242
4.6.2.3	Respuesta del sistema ante escalones de las variables principales.....	243
4.6.2.4	Estimación de parámetros.....	247
<b>4.7</b>	<b>Herramienta CAD para la automatización del diseño del convertidor cuando se utiliza la técnica de cancelación de armónicos .....</b>	<b>251</b>
4.7.1	Datos de entrada.....	251
4.7.2	Datos de salida .....	253
<b>4.8</b>	<b>Evaluación de la implementación PWM de la técnica de cancelación de armónicos.....</b>	<b>257</b>
4.8.1	Construcción de la señal moduladora.....	258
4.8.2	Frecuencia de conmutación .....	264
4.8.3	Comparación de los resultados de simulación obtenidos con la implementación analítica y PWM de la técnica de cancelación de armónicos.....	266
4.8.4	Características de la implementación PWM. Ventajas e inconvenientes potenciales.....	268
<b>4.9</b>	<b>Conclusiones .....</b>	<b>271</b>
4.9.1	Técnica de cancelación de armónicos basada en el cálculo analítico de los patrones de disparo .....	271
4.9.1.1	Aportación de la técnica de modulación a la reducción de la DAT de baja frecuencia .	272
4.9.1.2	Espacio de soluciones factibles de la técnica de cancelación de armónicos .....	272
4.9.1.3	Análisis de sensibilidad ante variaciones de los parámetros considerados en el cálculo del patrón .....	273
4.9.1.4	Estructura de control .....	276
4.9.1.5	Validación experimental .....	277
4.9.2	Evaluación de la implementación PWM de la técnica de cancelación de armónicos.....	278
	<b>Referencias .....</b>	<b>281</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSIONES .....</b>	<b>283</b>
<b>5.1</b>	<b>Aportaciones del presente trabajo.....</b>	<b>287</b>
5.1.1	Aportaciones desde el punto de vista de la reducción de la DAT en alta frecuencia .....	288
5.1.2	Aportaciones desde el punto de vista de la reducción de la DAT en baja frecuencia.....	290
5.1.2.1	Implementación basada en el cálculo analítico de los patrones de disparo (HCT) .....	290

5.1.2.2	Implementación basada PWM (HCT-PWM) .....	292
5.1.2.3	Otras aportaciones .....	293
<b>5.2</b>	<b>Sugerencias para futuros trabajos .....</b>	<b>295</b>
<b>A.</b>	<b>ESTIMADOR DE LA CORRIENTE DE ENTRADA DEL CARGADOR DE BATERÍAS.....</b>	<b>297</b>
<b>A. 1.</b>	<b>Estimador de la corriente de entrada (<math>i'_3</math>) respecto a la tensión de línea que alimenta el rectificador (<math>v_3</math>) .....</b>	<b>303</b>
A.1.1.	Estimador de la corriente de entrada $i'_3$ respecto a la tensión de línea que alimenta el rectificador ( $v_3$ ) en Modo de Conducción Continuo.....	304
A.1.1.1.	Determinación de la función temporal de la corriente por la fase R, $i'_3(\omega t)$ en MCC....	304
A.1.1.2.	Coeficientes de Fourier de la corriente por la fase R de entrada del rectificador ( $i'_3(\omega t)$ ) en MCC, referida a la tensión de línea de entrada del rectificador .....	306
A.1.2.	Estimador de la corriente de entrada $i'_3$ en Modo de Conducción Discontinuo.....	307
A.1.2.1.	Determinación de la función temporal de la corriente por la fase R, $i'_3(\omega t)$ en MCD ...	307
A.1.2.2.	Coeficientes de Fourier de la corriente por la fase R de entrada del rectificador ( $i'_3(\omega t)$ ) en MCD, referida a la tensión del línea de entrada del rectificador ( $v_3$ ) .....	312
A.1.3.	Frontera entre el Modo de Conducción Continuo y el Modo de Conducción Discontinuo. Detección del modo de conducción.....	312
<b>A. 2.</b>	<b>Estimador de la corriente de entrada (<math>i_3</math>) reflejada en el primario y referida al origen de fases común de la fuente de alimentación de servicios auxiliares (<math>v_A</math>) .....</b>	<b>315</b>
A.2.4.	Definición de la corriente dentro del triángulo del terciario ( $i'_{3RS}(\omega t)$ ) respecto a la tensión de línea RS en el terciario.....	315
A.2.5.	Definición de la corriente de entrada ( $i_3$ ) del rectificador reflejada en el primario y referida al origen de fases común ( $v_A$ ) .....	316
<b>REFERENCIAS</b>	<b>.....</b>	<b>319</b>

## Lista de acrónimos

4QC	<i>Four Quadrant Converter</i> (Convertidor de cuatro cuadrantes).
AF	Alta Frecuencia.
ATP	<i>Automatic Train Protection</i> (sistema de protección automática del tren).
BF	Baja Frecuencia.
CA	Corriente Alterna.
CAD	<i>Computer-Aided Desing</i> (Diseño asistido por ordenador).
CC	Corriente Continua.
CIS	<i>Customer Information Services</i> (Servicio de información al pasajero).
CNSL	<i>Current Source Non Linear Loads</i> (Cargas no lineales en fuente de corriente).
CPWM	<i>Continuous Pulse Width Modulation</i> (Modulación por ancho de pulso con moduladora continua).
CSI	<i>Current Source Inverter</i> (Inversor en fuente de corriente).
DAT	Distorsión Armónica Total.
DAT <sub>AF</sub>	Distorsión Armónica Total de Alta Frecuencia.
DAT <sub>BF</sub>	Distorsión Armónica Total de Baja Frecuencia.
DATP	Distorsión Armónica Total Ponderada.
DAT <sub>SF</sub>	Distorsión Armónica Total sin filtrar.
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i> (Transformada Discreta de Fourier).
DPWM	<i>Discontinuous Pulse Width Modulation</i> (Modulación por ancho de pulso con moduladora discontinua).
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Procesador digital de señales).
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> (Interferencia electromagnética).
FP	Factor de Potencia.
HCT	<i>Harmonic Cancellation Technique</i> (Técnica de Cancelación de Armónicos).
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor bipolar de puerta aislada).
LUT	<i>Look-up Table</i> .
MCC	Modo de Conducción Continuo.
MCD	Modo de Conducción Discontinuo.
MF	Media Frecuencia.
PNE	Primer armónico No Eliminado.

PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulación por ancho de pulso).
RFI	Radio Frequency Interference (Interferencias de radio frecuencia).
SAI	Sistema de Alimentación Ininterrumpida.
SHE	<i>Selective Harmonic Elimination</i> (Eliminación selectiva de armónicos).
SNE	Segundo armónico No Eliminado.
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> (Modulación por ancho de pulso sinusoidal).
SVM	<i>Space Vector Modulation</i> (Modulación mediante vector especial).
THIPWM	<i>Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation</i> (Modulación PWM con inyección de tercer armónico).
VCS	<i>Vehicle Control System</i> (sistema de control del vehículo).
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (Inversor en fuente de tensión).
VSNL	<i>Voltage Source Non Linear Loads</i> (Cargas no lineales en fuente de tensión).
ZM	Zona Muerta.

## Lista de símbolos

$\alpha$	Exponente de Steinmetz ( $1,5 < \alpha < 2,5$ ).
$\alpha_{\_mcc}$	Angulo de disparo de los tiristores del rectificador, en MCC.
$\alpha_{\_mcd}$	Angulo de disparo de los tiristores del rectificador, en MCD.
$\alpha_p$	Angulos de disparo.
$\gamma$	Desfase de la tensión de línea en el terciario ( $v_{RS3}$ ) respecto al origen de fases ( $v_{A0}$ ) para el armónico fundamental.
$\sigma$	Conductividad eléctrica de la chapa magnética.
$\sigma_{extincion}$	Angulo de extinción.
$\varepsilon_c$	Caída de tensión relativa del transformador respecto a la tensión nominal en vacío (%).
$\varepsilon_{Rcc}$	Caída de tensión relativa en la resistencia de cortocircuito del transformador respecto a la tensión nominal en vacío (%).
$\varepsilon_{Xcc}$	Caída de tensión relativa en la reactancia de cortocircuito del transformador respecto a la tensión nominal en vacío (%).
$\theta_1$	Desfase del primer armónico de la tensión de línea de salida referida al primario ( $v_o$ ) y al origen de fases ( $v_{A0}$ ).
$\lambda$	Grado de carga.
$\rho$	Desfase entre la tensión $V_{RS}$ y la corriente $I_{RS}$ .
$\varphi$	Desfase de la tensión en la bobina de filtro debida a la corriente demandada por la carga no lineal referida al primario ( $i_3$ ) respecto al origen de fases ( $v_{A0}$ ) para el armónico fundamental. Función de $\theta_1$ .
$\phi_{1\_i3}$	Desfase de la corriente demandada por la carga no lineal vista en el primario y referida al origen de fases común, $v_{A0}$ , para el armónico fundamental.
$\phi_{1\_i'3}$	Desfase de la corriente demandada por la carga no lineal en el terciario referida a la tensión de línea de alimentación del rectificador ( $v_{RS3}$ ), para el armónico fundamental.
$\omega$	Frecuencia angular.
$\omega_1$	Frecuencia angular del primer armónico.
$a$	Espesor de la chapa magnética.
$A$	Área de la sección transversal del componente magnético.
$A_{inicial}$	Precarga inicial del temporizador en la rama A.
$B_{inicial}$	Precarga inicial del temporizador en la rama B.
$B_m$	Inducción magnética.
$B_{MAX}$	Densidad del flujo magnético en el núcleo del componente seleccionado para el diseño. Debe ser menor que el valor de saturación.
$C_{cc}$	Condensador del filtro de la salida CC.
$C_F$	Condensador del filtro CA en triángulo.
$C'_F$	Condensador del filtro CA en triángulo, referido al primario del transformador.
$C_i$	Número de ciclos de reloj entre dos flancos de disparo consecutivos.
$C_{IN}$	Condensador del filtro de entrada.
$C_{inicial}$	Precarga inicial del temporizador en la rama C.
$\cos\varphi$	Factor de potencia de la carga CA.

---

$E_{\text{off}}(I_c)$	Energía disipada en las conmutaciones de apagado como función de la corriente de colector instantánea.
$E_{\text{on}}(I_c)$	Energía disipada en las conmutaciones de encendido como función de la corriente de colector instantánea.
$E_{\text{off}_T}$	Energía disipada en las conmutaciones de apagado de un semiperiodo.
$E_{\text{on}_T}$	Energía disipada en las conmutaciones de encendido de un semiperiodo.
$f$	Frecuencia.
$f_1$	Frecuencia del armónico fundamental.
$f_c$	Frecuencia de conmutación.
$f_o$	Frecuencia de resonancia del filtro CA de salida.
$G_F$	Ganancia del filtro CA de salida, definida en el primario.
$G_{\text{inv}}$	Ganancia del inversor.
$h$	Orden armónico excluyendo el fundamental.
$H$	Número total de ángulos de disparo.
$i'_3$	Corriente de fase demandada por el cargador de baterías.
$i'_{3RS}$	Corriente de fase dentro del triángulo en el terciario del transformador.
$i_A$	Corriente de línea por la fase A.
$I_{A_{\text{ef}_1}}$	Corriente eficaz de salida del inversor por la rama A para el armónico fundamental.
$I_{A_{\text{ef}_n}}$	Corriente eficaz de salida del inversor por la rama A para el armónico n-ésimo.
$i_B$	Corriente de línea por la fase B.
$i_C$	Corriente de línea por la fase C.
$I_{C_{\text{ef}}}$	Corriente eficaz por el IGBT.
$I_{C_{\text{med}}}$	Corriente media por el IGBT.
$I_{CC}$	Corriente media de salida del cargador de baterías.
$i_{\text{IGBT}}$	Corriente por el IGBT.
$I_{\text{MAX}}$	Corriente máxima que debe circular por el componente magnético.
$I_{RS}$	Corriente de cortocircuito en el transformador.
$i'_o$	Corriente de línea demandada por la carga CA.
$K_1$	Factor de corrección de la temperatura.
$K_2$	Factor de corrección de la resistencia de puerta.
$K_3$	Factor de corrección de la tensión de bus.
$K_F$	Coefficiente de Foucault, $K_F = \pi^2/6$ .
$K_H$	Coefficiente de Steinmetz.
$L_{\text{carga}}$	Inductancia de la carga CA.
$L'_{\text{carga}}$	Inductancia de la carga CA referida al primario del transformador.
$L_{CC}$	Inductancia de la bobina del filtro de salida CC.
$L_{\text{IN}}$	Inductancia del filtro de entrada.
$L$	Valor de la inductancia o coeficiente de autoinducción.
$L_F$	Bobina del filtro CA de salida.
$m_a$	Índice de modulación en amplitud.
$m_f$	Índice de modulación en frecuencia.
$m_{f\_THIPWM}$	Índice de modulación en frecuencia para PWM con inyección de tercer armónico.
$M$	Índice de modulación definido a partir de la amplitud del primer armónico de la tensión de salida del inversor respecto a la mitad de la tensión de alimentación del mismo.

$n$	Orden armónico, incluyendo el fundamental.
$N$	Nº total de armónicos considerados.
$N_1$	Número de vueltas en el primario.
$N_2$	Número de vueltas en el secundario.
$N_3$	Número de vueltas del terciario.
$N_{\text{espiras}}$	Número de espiras.
$P_{CA}$	Potencia en la salida CA.
$\%P_{CA}$	Potencia en la salida CC respecto a la salida CA, en porcentaje.
$P_{CC}$	Potencia en la salida del cargador de baterías.
$P_{\text{cond}}$	Pérdidas en conducción del IGBT.
$P_{Cu}$	Pérdidas totales en el cobre.
$P_{Cu_{n>1}}$	Pérdidas en el cobre producidas por los armónicos de orden mayor que uno.
$P_{Fe\_F}$	Pérdidas en el hierro de la bobina debidas a las corrientes de Foucault.
$P_{Fe\_H}$	Pérdidas en el hierro de la bobina debidas al efecto de la histéresis.
$P_{Fe\_totales}$	Pérdidas en el hierro.
$P_{Fe\_totales_{n>1}}$	Pérdidas en el hierro debidas a los armónicos de orden $n>1$ .
$P_{sw}$	Pérdidas de conmutación del IGBT.
$q_A$	Valor inicial de la variable que indica el pulso de disparo en la rama A.
$q_B$	Valor inicial de la variable que indica el pulso de disparo en la rama B.
$q_C$	Valor inicial de la variable que indica el pulso de disparo en la rama C.
$rt$	Relación de transformación primario-secundario ( $rt=N_2/N_1$ ).
$R_{ecc}$	Resistencia serie de la bobina del filtro CA.
$R_{\text{carga}}$	Resistencia de la carga CA.
$R'_{\text{carga}}$	Resistencia de la carga CA referida al primario del transformador.
$R_{CC}$	Resistencia de la carga CC.
$R_{ce}$	Resistencia colector-emisor del IGBT.
$R_{Cu}$	Resistencia del cobre.
$R_{Lcc}$	Resistencia serie de la bobina del filtro de la salida CC.
$S_A$	<i>Flag</i> que indica el semiperiodo actual en rama A.
$S_B$	<i>Flag</i> que indica el semiperiodo actual en rama B.
$S_C$	<i>Flag</i> que indica el semiperiodo actual en rama C.
$S_{CA}$	Potencia aparente en la salida CA.
$S_n$	Potencia aparente nominal.
$S_{CA\_nom}$	Potencia aparente nominal en la salida CA.
$T_{clk}$	Periodo del reloj del micro-controlador.
$T_{\text{fundamental}}$	Periodo del armónico fundamental.
$t_i$	Tiempo entre dos flancos de disparo consecutivos.
$v_3$	Tensión de línea de alimentación del cargador de baterías.
$V_\lambda$	Tensión de salida del lazo de control.
$v_{A0}$	Tensión de salida de la rama del inversor respecto a la referencia de la tensión de alimentación del inversor.
$v_{AB}$	Tensión de línea de salida del inversor.
$V_{AN\_ef\_1}$	Tensión eficaz fase-neutro de la rama A para el armónico fundamental.
$V_{AN\_ef\_n}$	Tensión eficaz fase-neutro de la rama A para el armónico $n$ -ésimo.

$V_{CC}$	Tensión de salida del cargador de baterías.
$V_{CE\_sat}$	Tensión colector-emisor de saturación del IGBT.
$V_{ERROR}$	Tensión de error en el lazo de control.
$v_F$	Tensión en la bobina en el filtro CA de salida.
$V_{IN}$	Tensión de alimentación del inversor.
$V_{IN\_fab}$	Tensión de alimentación del inversor considerada por el fabricante para obtener las curvas $E_{on}$ y $E_{off}$ .
$v_{Lcc}$	Tensión en la bobina de filtro.
$v_o$	Tensión de línea de salida de la fuente de alimentación de servicios auxiliares en el secundario del transformador.
$v_{o\_pri}$	Tensión de línea de salida de la fuente de alimentación de servicios auxiliares referida al primario del transformador.
$V_{o\_ef}$	Tensión de línea nominal de salida en valor eficaz.
$V_{p3}$	Amplitud de la tensión de línea que alimenta el rectificador trifásico.
$V_{pA0\_1}$	Amplitud del primer armónico de la tensión en la rama A respecto a la referencia de la fuente de alimentación del inversor.
$V_{pAN\_1}$	Amplitud de la tensión fase-neutro en la salida del inversor para el armónico fundamental.
$V_{pAN\_n}$	Amplitud de la tensión fase-neutro en la salida del inversor para los armónicos debidos a la conmutación.
$V_{pL}$	Amplitud de la tensión aplicada a la bobina.
$V_{pL\_1}$	Amplitud de la tensión aplicada a la bobina de filtro para el armónico fundamental.
$V_{pL\_n}$	Amplitud de la tensión aplicada a la bobina de filtro para los armónicos debidos a la conmutación.
$V_{pmod}$	Amplitud de la moduladora.
$V_{pport}$	Amplitud de la portadora.
$V_{p_{o\_n}}$	Amplitud del armónico n-ésimo de la tensión de línea de salida, $v_o$ .
$v_{rec}$	Tensión de salida del rectificador trifásico controlado.
$V_{ref}$	Tensión de referencia en el lazo de control.
$V_{RS}$	Tensión de cortocircuito en el transformador.
$X_F$	Impedancia formada por la inductancia del filtro CA ( $L_F$ ) y la resistencia serie ( $R_{ecc}$ ).
$Z_1$	Impedancia formada por la bobina de filtro en serie con la resistencia del cobre.
$Z_2$	Impedancia formada por el condensador de filtro en paralelo con la impedancia CA de carga.
$Z_{CC}$	Impedancia vista desde la salida del rectificador.
$Z_i$	Impedancia de entrada del convertidor en lazo cerrado.
$Z_o$	Impedancia formada por el condensador de filtro y la impedancia de la carga lineal referida al primario del transformador.
$Z_{oF}$	Impedancia de salida del filtro.

## Convenio de notación

Símbolo	Formato	Descripción
$i_A, v_{AB}$	Minúsculas	Valor instantáneo de tensión y corriente.
$i_{A_n}, v_{AB_n}$	Minúsculas	Valor instantáneo de tensión y corriente, donde el número incluido en el subíndice es el orden armónico.
$\vec{i}_{3_n}, \vec{v}_{o_n}$	Minúsculas	Fasor de tensión o corriente, donde el número incluido en el subíndice es el orden armónico.
$I_{pA}, V_{pAB}$	Mayúsculas	Valor de pico (amplitud).
$I_{pA_n}, V_{pAB_n}$	Mayúsculas	Valor de pico (amplitud), donde el número incluido en el subíndice es el orden armónico.
$I_{A_{ef}}, V_{A_{ef}}$	Mayúsculas	Valor eficaz.
$I_{CC}, V_{CC}$	Mayúsculas	Valor de corriente continua (CC).



## Lista de Figuras

Figura 1.1: Estructura de la introducción. ....	5
Figura 1.2: Subsistemas de la red ferroviaria y sus interacciones más significativas [1]. ....	7
Figura 1.3. Imagen de un bogie de dos ejes. ....	8
Figura 1.4 Descripción esquemática de los subsistemas implicados en la tracción y alimentación de servicios auxiliares dentro de un tren eléctrico. ....	9
Figura 1.5 Grado de electrificación del sistema ferroviario europeo por países en 2008, ordenados por % de km electrificados vs km totales. Fuente de los datos: “Union Internationale des chemins de fer” [2]. ....	11
Figura 1.6: Primera locomotora eléctrica presentada por Siemens en la Feria de Comercio de Berlín en 1879. ....	12
Figura 1.7 Sistemas de electrificación de líneas principales en Europa. Fuente de los datos: “Union Internationale des Chemins de Fer, railway companies” [2]. ....	13
Figura 1.8 Diagrama de bloques de la cadena de tracción, frenado y alimentación de servicios auxiliares. ....	17
Figura 1.9 Pantógrafo ferroviario para línea aérea de contacto. ....	18
Figura 1.10 Pantógrafo ferroviario para tercer raíl o zapata deslizante. ....	18
Figura 1.11 Diferentes configuraciones bajo bastidor de los equipos integrantes de la cadena de tracción y alimentación de servicios auxiliares [3]. ....	20
Figura 1.12 Diferentes configuraciones sobre el techo de los equipos integrantes de la cadena de tracción y alimentación de servicios auxiliares [3]. ....	20
Figura 1.13 Esquema de un convertidor de tracción para un motor CC alimentado desde un sistema CC. ....	22
Figura 1.14 Esquema de un convertidor de tracción para un motor CC alimentado desde un sistema CA. ....	22
Figura 1.15 Esquema de un convertidor de tracción para un motor CA alimentado desde un sistema CC. ....	22
Figura 1.16 Esquema de un convertidor de tracción para un motor CA alimentado desde un sistema CA. ....	22
Figura 1.17 Esquema de un convertidor de tracción para un motor CA alimentado desde un sistema CA y un único transformador de media frecuencia. ....	23
Figura 1.18 Esquema de un convertidor de tracción para un motor CA alimentado desde un sistema CA y múltiples transformadores de media frecuencia ....	23
Figura 1.19 Esquema de un convertidor multi-sistema con convertidor CC/CC. ....	24
Figura 1.20 Esquema de un convertidor multi-sistema sin convertidor CC/CC. ....	24
Figura 1.21 Clasificación de vehículos ferroviarios en función de su velocidad máxima y la longitud de la línea [24]. ....	24
Figura 1.22 Rango de potencias de convertidores de tracción según el tipo de tren. ....	25
Figura 1.23 Rango de potencias de convertidores para alimentación de servicios auxiliares según el tipo de tren [21]. ....	26
Figura 1.24 Convertidor auxiliar alimentado desde la línea de alimentación del tren. ....	28

Figura 1.25 Convertidor auxiliar alimentado desde un bus CC intermedio de la cadena de tracción.....	29
Figura 1.26 Convertidor auxiliar alimentado desde un bus CC generado mediante un convertidor CC/CC dedicado. ....	29
Figura 1.27 Inversores estáticos distribuidos para alimentación de servicios auxiliares. Conexión a un bus CC regulado generado a partir de tensión de alimentación CC. ....	31
Figura 1.28 Inversores estáticos distribuidos para alimentación de servicios auxiliares. Conexión a un bus CC regulado generado a partir de tensión de alimentación CA. ....	31
Figura 1.29 Inversores estáticos distribuidos para alimentación de servicios auxiliares. Conexión directa a la tensión CC de alimentación del tren. ....	31
Figura 1.30 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica. Conexión directa a motores.....	34
Figura 1.31 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica filtrada y transformador de baja frecuencia.....	35
Figura 1.32 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica filtrada y transformador de media frecuencia.....	35
Figura 1.33 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC para carga de baterías. Conexión directa del cargador de baterías a la salida del inversor .....	37
Figura 1.34 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC para carga de baterías. Conexión del cargador de baterías a un secundario del transformador.....	37
Figura 1.35 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC para carga de baterías con aislamiento entrada-salida mediante transformador de media frecuencia.....	37
Figura 1.36 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC para carga de baterías con aislamiento entrada-salida y aislamiento entre cargas mediante transformador de media frecuencia.....	37
Figura 2.1 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica filtrada y transformador de baja frecuencia. ....	53
Figura 2.2 Clasificación de las técnicas de modulación de inversores y su implementación....	54
Figura 2.3 Espectro armónico de la tensión de línea de salida del inversor inversor utilizando PWM sinusoidal. $m_a=0,8$ . ....	56
Figura 2.4 Tensión de referencia para modulación SPWM y PWM con inyección de 1/6 de tercer armónico: a) $m_a=1$ y b) $m_a=1,15$ . ....	57
Figura 2.5 Tensión de referencia para modulación DPWM 120° ( $m_a=0,9$ ). La suma de la tensión sinusoidal (azul) y la secuencia homopolar (verde) da lugar a la moduladora discontinua (rojo). a) Con enclavamiento a la tensión máxima de alimentación. b) Con enclavamiento a la tensión mínima de alimentación. Leyenda: <input checked="" type="checkbox"/> Ventajas, <input checked="" type="checkbox"/> Inconvenientes.....	59
Figura 2.6 Tensión de referencia para modulación DPWM 60° ( $m_a=0,9$ ). La suma de la tensión sinusoidal (azul) y la secuencia homopolar (verde) da lugar a la moduladora discontinua (rojo). a) Intervalos no conmutados centrados con el máximo de la tensión sinusoidal de referencia (DPWM1). b) Intervalos no conmutados adelantados 30° (DPWM0). c) Intervalos no conmutados retrasados 30° (DPWM2). Leyenda: <input checked="" type="checkbox"/> Ventajas, <input checked="" type="checkbox"/> Inconvenientes. ....	61

Figura 2.7 Estados activos y nulos de los interruptores de un inversor trifásico en la modulación SVM. ....	62
Figura 2.8 Vectores activos y nulos correspondientes a los estados de conmutación de un inversor trifásico en el plano $\alpha$ - $\beta$ para la implementación de la modulación SVM. ....	62
Figura 2.9 Síntesis de la tensión de referencia en el sector I del hexágono de referencia de la modulación SVM. ....	63
Figura 2.10 Patrón de disparo en SVM para el primer sector ( $0 \leq \theta \leq \pi/3$ ) con vectores activos centrados en cada semiperiodo del periodo de muestreo. ....	64
Figura 2.11 Señal moduladora equivalente de la modulación SVM con vectores activos centrados en cada semiperiodo de muestreo (rojo), primer armónico (azul) y secuencia homopolar (verde) que conforman la moduladora. Índice de modulación $m_a=1,15$ . ....	64
Figura 2.12 Tensión del punto medio de la rama de IGBTs del inversor ( $v_{AO}$ ) respecto a la referencia de la tensión de alimentación, normalizada respecto a la tensión de alimentación ( $V_{IN}$ ). Eliminación de armónicos de 7 cortes. ....	67
Figura 2.13 Espectro armónico de la tensión de línea de salida de un inversor trifásico modulado mediante eliminación selectiva de armónicos (SHE) de 7 cortes, normalizado respecto a la tensión de alimentación del inversor ( $V_{IN}$ ). ....	68
Figura 2.14 Evolución del factor de distorsión de la corriente respecto al índice de modulación para técnicas de modulación continuas (CPWM) y discontinuas (DPWM), con frecuencia conmutación equivalente [39]. $f_{c\_DPWM}=1,5 \cdot f_{c\_CPWM}$ . ..	70
Figura 2.15 Diagrama de bloques de un convertidor auxiliar con salida CA trifásica y cargador de baterías. ....	73
Figura 2.16 Esquema eléctrico de un convertidor auxiliar con salida CA trifásica y cargador de baterías. ....	73
Figura 2.17 Equivalente monofásico, en tensión de línea y referido al primario del transformador, del convertidor auxiliar con salida CA trifásica que alimenta únicamente una carga lineal. ....	74
Figura 2.18 Equivalente monofásico, en tensión de línea y referido al primario del transformador, del convertidor auxiliar con salida CA trifásica que alimenta una carga lineal y otra no lineal. Descripción cualitativa del efecto sobre la DAT de la tensión de salida cuando el inversor alimenta una carga lineal y otra no lineal. ....	74
Figura 2.19 Clasificación de rectificadores trifásicos con flujo de potencia unidireccional. ....	75
Figura 2.20 Diagrama de bloques de un rectificador de 18 pulsos controlado. ....	76
Figura 2.21 Rectificador reductor unidireccional. ....	78
Figura 2.22 Rectificador reductor bidireccional. ....	78
Figura 2.23 Rectificador elevador con flujo de potencia unidireccional (VIENNA, [75]). ....	78
Figura 2.24 Rectificador elevador con flujo de potencia bidireccional. ....	78
Figura 2.25 Rectificador reductor-elevador con flujo de potencia unidireccional. ....	78
Figura 2.26 Rectificador híbrido trifásico formado por la conexión en paralelo de un rectificador no controlado y un rectificador PWM elevador [91]. ....	79
Figura 2.27 Inversor trifásico con filtro LC de salida. ....	82

Figura 2.28 Diagrama de bloques del control mediante múltiples lazos de un inversor, formado por un lazo interno de corriente y un lazo externo de tensión. ....	82
Figura 2.29 Diagrama de bloques de una estructura de control con lazo interno de corriente (en el condensador) y lazo externo de tensión. ....	83
Figura 2.30 Diagrama de bloques de una estructura de control con lazo interno de corriente (en la bobina) y lazo externo de tensión.....	84
Figura 2.31 Diagrama de bloques de una estructura de control con lazo interno de corriente (en la bobina), <i>feedforward</i> de la corriente de carga y lazo externo de tensión. ....	84
Figura 2.32 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y cargador de baterías.....	87
Figura 2.33: Diagrama de bloques del esquema eléctrico utilizado para el análisis del efecto del ancho de banda del filtro LC de entrada.....	88
Figura 2.34: Respuesta del sistema de la Figura 2.33 con un lazo de control con ancho de banda de 3kHz y filtro ( $f_{\text{filtro}}$ ) de entrada sintonizado a tres frecuencias distintas: a) 100kHz, b) 1kHz, c) 15Hz. Donde $v_o$ es la tensión del inversor filtrada. ....	88
Figura 2.35 Carga no lineal con comportamiento como fuente de corriente y su equivalente monofásico. Formas de onda características de un rectificador con una bobina en la salida CC. $I_o$ corriente de salida, $v_{AB}$ tensión de línea en la entrada del rectificador, $i_A$ corriente demandada por la fase A.....	90
Figura 2.36 Carga no lineal con comportamiento como fuente de tensión y su equivalente monofásico. Formas de onda características de un rectificador con un condensador en la salida CC. $V_o$ tensión de salida, $v_{AB}$ tensión de línea en la entrada del rectificador, $i_A$ corriente demandada por la fase A.....	90
Figura 2.37 Filtro pasivo paralelo para cargas no lineales en fuente de corriente.....	91
Figura 2.38 Filtro pasivo serie para cargas no lineales en fuente de tensión.....	91
Figura 2.39 Bloques funcionales que forma un filtro activo [119].....	92
Figura 2.40 Diagrama de bloques de la configuración de un filtro activo paralelo.....	94
Figura 2.41 Diagrama de bloques de la configuración de un filtro activo serie.....	94
Figura 2.42 Filtro híbrido formado por una filtro activo paralelo y un filtro pasivo paralelo. ....	94
Figura 2.43 Filtro híbrido formado por una filtro activo serie y un filtro pasivo paralelo. ....	94
Figura 2.44 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y cargador de baterías.....	96
Figura 2.45 Esquema eléctrico de un convertidor auxiliar con salida CA trifásica y cargador de baterías implementado mediante un rectificador trifásico controlado.....	98
Figura 2.46 Equivalente monofásico en tensión de línea referido al primario del convertidor auxiliar con salida CA trifásica que alimenta una carga lineal y otra no lineal. Descripción cualitativa del efecto sobre la DAT de la tensión de salida, cuando el inversor alimenta una carga lineal y otra no lineal. ....	98
Figura 2.47 Equivalente monofásico del convertidor auxiliar con salida CA trifásica que alimenta una carga lineal y otra no lineal. Descripción cualitativa de la técnica de modulación propuesta para reducir la DAT de la tensión de salida. ....	99
Figura 3.1 Diagrama de bloques de un convertidor auxiliar con salida CA trifásica filtrada y transformador de baja frecuencia. ....	117

Figura 3.2 Esquema eléctrico del sistema considerado para la comparación de las técnicas de modulación.....	124
Figura 3.3 Esquema simplificado de un componente magnético. ....	125
Figura 3.4 Equivalente de una rama de un inversor trifásico conectado a un filtro LC de salida para el armónico fundamental ( $n=1$ ).....	125
Figura 3.5 Equivalente de una rama de un inversor trifásico conectado a un filtro LC de salida para los armónicos debidos a la conmutación ( $n \gg 1$ ). ....	126
Figura 3.6 Equivalente de una rama de un inversor trifásico conectado a un filtro LC de salida para el armónico fundamental ( $n=1$ ).....	128
Figura 3.7 Equivalente de una rama de un inversor trifásico conectado a un filtro LC de salida para los armónicos debidos a la conmutación ( $n \gg 1$ ). ....	129
Figura 3.8 Curva $I_c$ frente a $V_{ce}$ de un IGBT. ....	131
Figura 3.9 Tensión en el punto medio de la rama A del IGBT ( $v_{A0}$ ), corriente por el IGBT ( $i_{IGBT}$ ) y corriente de línea por la fase A ( $i_A$ ). ....	131
Figura 3.10 Descripción gráfica del modelo de cálculo de pérdidas de encendido en los IGBTs del inversor. ....	132
Figura 3.11 Señal de disparo generada para $M=0,9$ y 7 cortes en SHE. Señal moduladora, portadora y de disparo generada para THIPWM con $m_{f\_THIPWM}=15$ y DPWM1 con $m_{f\_DPWM1} = 21$ y $M=0,9$ en ambos casos. ....	136
Figura 3.12 Modulación PWM con índice de modulación en frecuencia impar y múltiplo de tres.....	137
Figura 3.13 Modulación PWM con índice de modulación en frecuencia impar y NO múltiplo de tres.....	138
Figura 3.14 Espectros armónicos de la tensión de salida para una modulación PWM con índice de modulación impar NO múltiplo de tres, generando los disparos con una tabla de control para cada rama y generando los disparos a partir de una única tabla de control. ....	138
Figura 3.15 DAT de la tensión de salida del inversor frente al índice de modulación para dos números de cortes distintos: 7 cortes y 13 cortes. ....	139
Figura 3.16 Espectro de la tensión de línea de salida del inversor normalizado respecto a la tensión de alimentación del inversor, para $M=0,16$ y $N=7$ cortes y las tres técnicas de modulación consideradas: a) Modulación discontinua (DPWM1), b) Eliminación de armónicos (SHE), c) PWM con inyección de tercer armónico (THIPWM).....	141
Figura 3.17 Distorsión armónica total en la tensión de salida del filtro frente al índice de modulación para el modulador propuesto, SHE y THIPWM. ( $N=10$ , $DAT_{max} = 7\%$ ). ....	145
Figura 3.18 Curvas de energía de encendido y apagado para IGBTs de tres tecnologías distintas: a) 1200V (FF400R12KR3), b) 1700V (FF400R17KE3_B2) y c) 3300V (FF400R33KF2C) .....	148
Figura 3.19 Distribución de los pulsos de disparo en un semiperiodo fundamental para las técnicas PWM con inyección de tercer armónico (THIPWM) y Eliminación de Armónicos (SHE). ....	149
Figura 3.20 Tabla de control correspondiente al modulador propuesto. ....	151

Figura 3.21	Distorsión armónica total en la tensión de salida filtrada frente al índice de modulación, para el modulador propuesto, Eliminación de Armónicos y PWM con inyección de tercer armónico. $N=10$ .....	151
Figura 3.22	Evolución de los ángulos de disparo correspondientes a un cuarto de onda del modulador propuesto respecto al índice de modulación y representación de la distribución de los pulsos de disparo en medio periodo para THIPWM ( $m_f=15$ ) y SHE (7 cortes).....	152
Figura 3.23	Prototipo utilizado para la validación de la técnica propuesta para la reducción de la DAT de alta frecuencia.....	153
Figura 3.24	DAT experimental respecto al índice de modulación para a) SHE (7cortes) y THIPWM ( $m_{f\_THIPWM}=15$ ) y b) SHE (10cortes) y THIPWM ( $m_{f\_THIPWM}=21$ ). ..	154
Figura 3.25	DAT del modulador propuesto frente al índice de modulación para 7 cortes y 10 cortes.....	154
Figura 3.26	Evolución experimental de las pérdidas totales respecto al índice de modulación para a) SHE (7cortes) y THIPWM ( $m_f=15$ ) y b) SHE (10cortes) y THIPWM ( $m_f=21$ ).....	155
Figura 3.27	Evolución experimental de las pérdidas totales respecto al índice de modulación del modulador propuesto, para 7 y 10 cortes.....	156
Figura 3.28	Resultados experimentales cuando el índice de modulación cambia de THIPWM a SHE alrededor del valor $M_{frontera}=0,8$ . ..	156
Figura 4.1	Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC para carga de baterías. Conexión del cargador de baterías a un secundario del transformador.....	169
Figura 4.2	Esquema eléctrico de una fuente de alimentación de servicios auxiliares con bus CA trifásico de salida y con salida CC que actúa como cargador de baterías. ..	169
Figura 4.3	Equivalente monofásico para la tensión de línea referido al primario del convertidor auxiliar con salida CA trifásica que alimenta los servicios auxiliares (carga lineal) y un cargador de baterías (carga no lineal).....	170
Figura 4.4	Equivalente monofásico para la tensión de línea del convertidor auxiliar. Descripción cualitativa del efecto sobre la DAT de la tensión de salida cuando el inversor alimenta una carga lineal y otra no lineal, atendiendo únicamente a los armónicos de baja frecuencia. ....	170
Figura 4.5	Equivalente monofásico para la tensión de línea del convertidor auxiliar. Descripción cualitativa de la técnica de modulación propuesta para reducir la DAT de baja frecuencia de la tensión de salida. ....	171
Figura 4.6	Tensión en el punto medio de la rama A de IGBTs del inversor ( $v_{A0}$ ) respecto a la referencia de su tensión de alimentación.....	174
Figura 4.7	Diagrama fasorial correspondiente a la expresión (4.4), que define la tensión de salida de la fuente de alimentación respecto al origen de fases ( $v_{A0}$ ), para el armónico fundamental, y vista en el primario del transformador. ....	177
Figura 4.8	Resolución de un sistema de dos ecuaciones con dos incógnitas con el algoritmo "Given-Find" de MathCAD®.....	178
Figura 4.9	Sistema de ecuaciones para la determinación de los ángulos de disparo correspondientes a controlar 7 armónicos. Sintaxis del algoritmo de resolución numérica "Given-Find" de MathCAD®.....	181

Figura 4.10 Equivalencia entre número de cortes y número de armónicos controlados entre: a) Eliminación de armónicos y b) Cancelación de armónicos. ....	182
Figura 4.11 Esquema eléctrico de una fuente de alimentación de servicios auxiliares con bus CA trifásico de salida y con salida CC que actúa como cargador de baterías. ....	183
Figura 4.12 Forma de onda y espectro armónico de la tensión de salida de la fuente de alimentación auxiliar cuando el inversor se modula mediante la técnica de Eliminación de Armónicos y mediante la técnica de Cancelación de Armónicos propuesta en esta tesis. Modulación de 7 cortes. $V_{IN}=1800$ , $S_{CA}=109kVA$ , $V_{CC}=75V$ , $P_{CC}=20\% \cdot P_{CA}=21,8kW$ .....	186
Figura 4.13: Gráfico de dispersión de la $DAT_{BF}$ obtenida aplicando la técnica de cancelación de armónicos y la técnica de eliminación de armónicos. Gráfico realizado con los datos de la Tabla 4-IV. ....	188
Figura 4.14 Equivalente monofásico para la tensión de línea referido al primario del convertidor auxiliar con salida CA trifásica que alimenta los servicios auxiliares (carga lineal) y un cargador de baterías (carga no lineal).....	190
Figura 4.15 Influencia de la inductancia de la bobina de filtro sobre la respuesta en frecuencia del filtro CA, variación del $\pm 15\%$ . $R_{ecc}=250m\Omega$ , $C_F=220\mu F$ . ....	191
Figura 4.16 Influencia de la inductancia de la bobina de filtro sobre la respuesta en frecuencia de la impedancia $X_F$ , variación del $\pm 15\%$ . $R_{ecc}=250m\Omega$ , $C_F=220\mu F$ .....	191
Figura 4.17 Evolución de la DAT frente a la variación porcentual de la bobina de filtro $L_F$ respecto a su valor nominal. Punto de operación: $V_{IN}=1550V$ , $S_{CA}=109kVA$ , $V_{CC}=75V$ , $P_{CC}=50\% \cdot P_{CA}=53kW$ . a) $L_{Fnominal}=3,5mH$ , $R_{ecc nominal}=250m\Omega$ , $\epsilon_c=4,85\%$ . b) $L_{Fnominal}=3,5mH$ , $R_{ecc nominal}=100m\Omega$ , $\epsilon_c=3,3\%$ .....	192
Figura 4.18 Influencia de la resistencia serie $R_{ecc}$ sobre la respuesta en frecuencia del filtro CA. $L_{cc}=3,5mH$ , $C_F=220\mu F$ . ....	194
Figura 4.19 Influencia de la resistencia serie $R_{ecc}$ sobre la respuesta en frecuencia de la impedancia $X_F$ . $L_{cc}=3,3mH$ . ....	194
Figura 4.20 Influencia de la resistencia serie de la bobina de filtro ( $R_{ecc}$ ) sobre los resultados obtenidos con la cancelación de armónicos relativos a la DAT de la tensión de salida. $R_{ecc}=250m\Omega$ .....	195
Figura 4.21 DAT teniendo en cuenta la $R_{ecc}$ en el cálculo del patrón y sin tenerla en cuenta, para distintos valores de resistencia y dos puntos de operación distintos del cargador de baterías. a) $V_{IN}=1550V$ , $S_{CA}=109kVA$ , $V_{CC}=75V$ , $P_{CC}=50\% \cdot P_{CA}=55kW$ . b) $V_{IN}=1550V$ , $S_{CA}=109kVA$ , $V_{CC}=75V$ , $P_{CC}=20\% \cdot P_{CA}=21,8kW$ .....	196
Figura 4.22 DAT frente a variaciones de la $R_{ecc}$ alrededor del valor nominal considerado en el cálculo del patrón de disparo. $V_{IN}=1550V$ , $S_{CA}=109kVA$ , $V_{CC}=75V$ , $P_{CC}=50\% \cdot P_{CA}=53kW$ . a) $R_{ecc nominal}=500m\Omega$ . b) $R_{ecc nominal}=250m\Omega$ . c) $R_{ecc nominal}=100m\Omega$ . d) $R_{ecc nominal}=50m\Omega$ . ....	197

Figura 4.23 DAT frente a la variación porcentual de la resistencia $R_{ecc}$ respecto a su valor nominal. Punto de operación: $V_{IN}=1550V$ , $S_{CA}=109kVA$ , $V_{CC}=75V$ , $P_{CC}=50\% \cdot P_{CA}=53kW$ . $R_{ecc}$ nominal= $250m\Omega$ . .....	198
Figura 4.24 Influencia del condensador de filtro $C_F$ sobre la respuesta en frecuencia del filtro CA, variación del condensador del $\pm 10\%$ en torno a su valor nominal. $L_{cc}$ nominal= $3,3mH$ , $R_{ecc}$ nominal= $250m\Omega$ . .....	199
Figura 4.25 Evolución de la DAT frente a la variación del valor de condensador de filtro. $V_{IN}=1550$ , $S_{CA}=109kW$ , $V_{CC}=75V$ , $P_{CC}=50\% \cdot P_{CA}=53kW$ , $C_{F}$ nominal= $220\mu F$ . .....	199
Figura 4.26 Respuesta en frecuencia del filtro CA para distintos grados de carga CA. Incluye detalle a 50Hz.....	200
Figura 4.27 Evolución de la DAT frente a la variación resistencia serie de la bobina de filtro de la salida CC, $R_{Lcc}$ cuando el efecto de dicha resistencia es tenido en cuenta dentro del estimador de la corriente demandada por el cargador (con $R_{LCC}$ ) y cuando no es tenido en cuenta (sin $R_{LCC}$ ). $V_{IN}=1550V$ , $S_{CA}=109kVA$ , $V_{CC}=75V$ , $P_{CC}=50\% \cdot P_{CA}=53kW$ . .....	202
Figura 4.28 Evolución de la DAT frente a la variación del valor de la resistencia serie de la bobina de filtro de la salida CC, $R_{Lcc}$ $V_{IN}=1550V$ , $S_{CA}=109kVA$ , $V_{CC}=75V$ , $P_{CC}=50\% \cdot P_{CA}=53kW$ . a) $R_{Lcc}$ nominal= $5m\Omega$ , b) $R_{Lcc}$ nominal= $10m\Omega$ . .....	202
Figura 4.29 Evolución de los ángulos de disparo de los IGBTs frente a la tensión de entrada del inversor, para cuatro puntos de trabajo distintos del cargador de baterías. ....	204
Figura 4.30 Tensión mínima necesaria en la entrada del inversor para garantizar la existencia de solución factible para la técnica de cancelación de armónicos frente a la potencia de salida del cargador de baterías, para dos tensiones de salida del cargador distintas: a) $V_{CC}=70V$ , b) $V_{CC}=110V$ . .....	206
Figura 4.31 Esquema del rectificador trifásico controlado de onda completa que implementa el cargador de baterías. ....	207
Figura 4.32 Ejemplo de la determinación del paso de discretización del rango de tensión de entrada del inversor, $V_{IN}$ . .....	211
Figura 4.33 Ejemplo de la determinación del paso de discretización del rango de tensión salida del cargador de baterías, $V_{CC}$ . .....	212
Figura 4.34 Ejemplo de la determinación del paso de discretización del rango de potencia de salida del cargador de baterías, y su correspondencia en corriente de salida del cargador de baterías, $I_{CC}$ . .....	213
Figura 4.35 Incremento de la ganancia del filtro a 50Hz frente al incremento del grado de carga. ....	214
Figura 4.36 Incremento de la tensión de salida frente al incremento del grado de carga. ....	214
Figura 4.37 Ejemplo de la determinación del paso de discretización del grado de carga para cumplir la condición de $\Delta DAT < 1\%$ . .....	215
Figura 4.38 Diagrama de flujo simplificado de la obtención de los patrones de disparo contenidos en la tabla de control. ....	215
Figura 4.39 Fuente de alimentación de servicios auxiliares. Etapa de potencia y esquema de control. ....	218
Figura 4.40 Tabla de control simplificada y lazo de realimentación. ....	218

Figura 4.41 Filtro de entrada con convertidor regulado situado aguas abajo. Impedancia de salida del filtro ( $Z_{oF}$ ) e impedancia de entrada del convertidor en lazo cerrado ( $Z_i$ ).....	219
Figura 4.42 Filtro de entrada con convertidor regulado actuando como carga de potencia contante. Impedancia de salida del filtro ( $Z_{oF}$ ) e impedancia de entrada del convertidor en lazo cerrado ( $Z_i$ ). .....	219
Figura 4.43 Representación gráfica de la impedancia de salida del filtro ( $Z_{oF}$ ) y de la impedancia de entrada del convertidor en lazo cerrado ( $Z_i$ ) en un sistema estable y en un sistema inestable.....	220
Figura 4.44 Bloques fundamentales del esquema de simulación implementado en el simulador PSIM <sup>®</sup> para la validación en bucle cerrado de la técnica de cancelación de armónicos .....	221
Figura 4.45 Oscilaciones de ciclo límite en la tensión de salida de la fuente de alimentación. $V_{IN}=1700V$ , $S_{CA}=109kVA$ , $\%P_{CA}=50\%$ .....	222
Figura 4.46 Tabla de control simplificada y lazo de realimentación con zona muerta (ZM)..	223
Figura 4.47 Función de transferencia del bloque funcional de zona muerta.....	223
Figura 4.48 Implementación de la zona muerta en el simulador PSIM <sup>®</sup> .....	224
Figura 4.49 Efecto de la inclusión en el lazo de la zona muerta sobre los ciclos límites de la tensión de salida realimentada. $V_{IN}=1700V$ , $S_{CA}=109kVA$ , $\%P_{CA}=50\%$ . .....	225
Figura 4.50 Esquema del prototipo implementado.....	226
Figura 4.51 Prototipo escalado para la validación de la técnica de cancelación de armónicos a)Esquema eléctrico del prototipo, b) Fotografía del prototipo. ....	228
Figura 4.52 Ángulos de disparo medidos de forma incremental entre dos flancos de disparo consecutivos (en grados, tiempo y número de ciclos de reloj para una frecuencia de 24,5MHz).....	229
Figura 4.53 Señal de disparo del IGBT superior de la rama A, con modulación de 3 cortes por simplicidad, variable que identifica el pulso de disparo en el que se encuentra dicha rama ( $q_A$ ) y <i>flag</i> que indica el semiperiodo en ejecución ( $s_A$ )..	230
Figura 4.54 Diagrama de flujo para la determinación de los valores iniciales de las señales de disparo de la rama B.....	232
Figura 4.55 Señales de disparo del IGBT superior de cada una de las ramas, con modulación de 3 cortes por simplicidad, variable que identifica el pulso de disparo en el que se encuentra cada rama ( $q_A$ , $q_B$ , $q_C$ ) y <i>flag</i> que indica el semiperiodo en ejecución ( $s_A$ , $s_B$ , $s_C$ ). .....	234
Figura 4.56 Representación esquemática de la obtención del índice global que identifica un determinado patrón de disparo dentro de la tabla de control. ....	235
Figura 4.57 Diagrama de flujo del programa de control implementado en el micro-controlador del prototipo.....	236
Figura 4.58 Comparación entre la técnica de eliminación de armónicos y la técnica de cancelación de armónicos, ambas de 7 cortes, para $P_{CA}=970W$ y $P_{CC}=40\% \cdot P_{CA}$ : a) formas de onda experimentales, b) espectro armónico de la tensión de salida para las dos técnicas de modulación consideradas, c) detalle del espectro armónico de la tensión de salida. ....	239

Figura 4.59 Gráfico de dispersión de la $DAT_{BF}$ obtenida aplicando la técnica de cancelación de armónicos y la técnica de eliminación de armónicos sobre el prototipo. a) Resultados experimentales 7 cortes (Tabla 4-XIV). b) Resultados experimentales 9 cortes (Tabla 4-XV).c) Resultados de simulación 7 cortes (Tabla 4-IV) .....	241
Figura 4.60 Diagrama de bloques del lazo de realimentación. Respuesta en frecuencia del inversor, regulador y lazo abierto cuando se considera el retardo debido al control y cuando no se considera dicho retardo. ....	244
Figura 4.61 Escalón en la corriente demandada ( $I_{CC}$ ) por el cargador de baterías desde $P_{CC}=20\% \cdot P_{CA}$ (MCD) a $P_{CC}=40\% \cdot P_{CA}$ (MCC).....	245
Figura 4.62 Escalón en la tensión de entrada ( $V_{IN}$ ) de 375 a 400V, para $P_{CC}=30\% \cdot P_{CA}$ (Frontera MCC-MCD). ....	246
Figura 4.63 Escalón en el grado de carga CA ( $\lambda$ ) de 400W a 1200W. $V_{IN}=350V$ , $P_{CC}=30\% \cdot P_{CA}$ (Frontera MCC-MCD). ....	247
Figura 4.64 Ensayo de cortocircuito.....	247
Figura 4.65 Efecto sobre la DAT de la incorrecta estimación de $L_{CC}$ para tres tensiones de entrada distintas. a) 7 cortes y b) 9 cortes. $L_{CC}=3,2mH$ . ....	248
Figura 4.66 DAT frente a $L_{CC}$ cuando el rectificador controlado funciona en la frontera entre MCC y MCD. Condiciones del ensayo: $V_{in}=400V$ , $V_o=400V_{ef}$ , $V_{CC}=75V$ , $\%P_{CA}=20$ . ....	249
Figura 4.67 DAT para tres tensiones de entrada distintas considerando $L_{CC}=5,4mH$ . a) 7 cortes y b) 9 cortes. ....	249
Figura 4.68 Ejemplo de la pantalla de gestión de la base de datos de condensadores en la aplicación informática para la automatización del diseño de convertidores cuando se utiliza la técnica de cancelación de armónicos.....	251
Figura 4.69 Pantalla de entrada de datos para la definición del diseño de la fuente de alimentación de servicios auxiliares.....	252
Figura 4.70 Pantalla de entrada de datos para la definición del punto de trabajo nominal. ....	253
Figura 4.71 Pantalla de entrada de datos para la definición de los rangos de operación de la fuente de alimentación de servicios auxiliares. ....	254
Figura 4.72 a) Panel gráfico con la representación de las formas de onda temporales, b) cuadro de diálogo para la selección de las variables a representar en el panel gráfico. ....	254
Figura 4.73 a) Definición de los rangos para el análisis de sensibilidad de los parámetros que afectan al filtro CA, b) Tabla en formato texto con los resultados del análisis.....	255
Figura 4.74 Esquema eléctrico de una fuente de alimentación de servicios auxiliares con bus CA trifásico de salida y con salida CC que actúa como cargador de baterías. ....	258
Figura 4.75 Equivalente monofásico para la tensión de línea del convertidor auxiliar. Descripción cualitativa de la técnica de modulación propuesta para reducir la DAT de baja frecuencia de la tensión de salida. ....	259

Figura 4.76 Implementación PWM de la cancelación de armónicos. Por simplicidad sólo se muestra la modulación de la rama A del inversor, las ramas B y C se modulan de forma análoga.....	261
Figura 4.77 Bloques fundamentales del esquema de simulación implementado en el simulador PSIM <sup>®</sup> para la validación mediante simulación de la técnica HCT-PWM.....	262
Figura 4.78 Tensión de salida de la fuente de alimentación auxiliar ( $v_o$ ), moduladora ( $v_{mod}$ ) y portadora ( $v_{tri}$ ) cuando el inversor se modula mediante PWM sinusoidal ( $m_f=25$ ). $V_{IN}=1500V$ , $S_{CA}=109kVA$ , $V_{CC}=75V$ . $P_{CC}=20\% \cdot P_{CA}=21,8kW$ .....	263
Figura 4.79 Tensión de salida de la fuente de alimentación auxiliar ( $v_o$ ), moduladora ( $v_{mod}$ ) y portadora ( $v_{tri}$ ) cuando el inversor se modula mediante HCT-PWM ( $m_f=25$ ). $V_{IN}=1500V$ , $S_{CA}=109kVA$ , $V_{CC}=75V$ . $P_{CC}=20\% \cdot P_{CA}=21,8kW$ .....	263
Figura 4.80 Espectros armónicos de la tensión de salida de la fuente de alimentación ( $v_o$ ) y de la tensión de salida del inversor ( $v_{AB}$ ) a) $m_f=15$ , b) $m_f=21$ , c) $m_f=23$ , d) $m_f=25$ ( $V_{IN}=1500V$ , $S_{CA}=109kVA$ , $V_{CC}=75V$ , $\%P_{CA}=40\%$ ). .....	266
Figura 4.81 Señales moduladora y triangular en la implementación PWM de la técnica de cancelación de armónicos. $V_{IN}=1100V$ , $V_{CC}=75V$ , $\%P_{CA}=20\%$ .....	267
Figura A. 1: Esquema eléctrico de la fuente de alimentación de servicios auxiliares y diagrama de flujo del proceso de cálculo de los coeficientes de la serie de Fourier de la corriente demandada por el rectificador, vista en el primario y referida al origen de ángulos $v_A$ . .....	301
Figura A. 2: Esquema simplificado de un cargador de baterías implementado mediante un rectificador trifásico controlado de onda completa. ....	303
Figura A. 3: Corriente por la bobina del filtro de salida del rectificador en modo de conducción continuo (MCC) y en modo de conducción discontinuo (MCD). ..	303
Figura A. 4 Tensión de salida del rectificador, $v_{rec}$ .....	304
Figura A. 5 Circuito equivalente para el cálculo de la impedancia vista desde la salida del rectificador. ....	305
Figura A. 6 Definición de ángulos característicos de la corriente de entrada por la fase R, $i'_3(\omega t)$ , en MCC.....	307
Figura A. 7 Corriente por la bobina ( $i_{Lcc}$ ) y corriente por la fase R de entrada del rectificador ( $i'_3$ ) cuando la bobina de salida trabaja en MCD.....	308
Figura A. 8 Corriente por una de las fases de entrada del rectificador cuando la bobina de salida trabaja en MCD.....	308
Figura A. 9 Definición de ángulos de comienzo y extinción de la conducción de un pulso de corriente por la bobina $L_{CC}$ .....	309
Figura A. 10 Igualdad voltios x segundo en la bobina y aproximación para el cálculo del ángulo de extinción. ....	310
Figura A. 11 Definición de ángulos característicos de la corriente de entrada por la fase R, $i'_3(\omega t)$ , en MCD.....	311
Figura A. 12 Tensión de salida del rectificador ( $v_{rec}$ ), corriente por la bobina de filtro ( $i_{Lcc}$ ) y corriente por la fase R de alimentación del rectificador ( $i'_3$ ). .....	313

---

Figura A. 13 Diagrama de flujo de la determinación de la frontera MCC-MCD y el cálculo de los coeficientes de Fourier de la corriente por la fase R de entrada el rectificador. ....	313
Figura A. 14 Grupo de conexión del transformador y corrientes en el terciario. ....	315
Figura A. 15 Secuencia directa, homopolar e inversa. ....	315
Figura A. 16 Esquema del transformador con primario-terciario conectado $\Delta$ - $\Delta$ y corrientes vistas desde el primario. ....	316
Figura A. 17 Equivalente monofásico en tensión de línea de la fuente de alimentación de servicios auxiliares, con todos los elementos vistos en el primario del transformador. ....	317
Figura A. 18 Cálculo del desfase de la corriente demandada por el cargador de baterías vista en el primario ( $i_3$ ) y referida al origen de ángulos común, $v_{A0}$ . ....	318

## Lista de Tablas

Tabla 1-I: Convertidores de tracción según el sistema de alimentación (CC o CA) y el tipo de motor (CC o CA) .....	22
Tabla 1-II Especificaciones habituales de convertidores auxiliares. ....	33
Tabla 1-III Arquitecturas de convertidor auxiliar con salida CA trifásica y aislamiento galvánico entrada-salida.....	35
Tabla 1-IV Arquitecturas de convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC. ....	37
Tabla 1-V Comparación entre arquitecturas de convertidor auxiliar. Transformador de BF vs. Transformador de MF. ....	38
Tabla 1-VI Arquitecturas de convertidor auxiliar seleccionadas para el desarrollo de esta tesis doctoral. ....	39
Tabla 2-I Tensión de pico de los armónicos presentes en la tensión de línea de salida del inversor con modulación SPWM, para un $m_f > 15$ , múltiplo de tres e impar [42]. ....	57
Tabla 2-II Resumen de características de la técnica de modulación PWM sinusoidal con inyección de tercer armónico (THIPWM). Leyenda: ➤ Características, ☑ Ventajas. ....	58
Tabla 2-III Tiempos de aplicación de los vectores nulos en SVM para implementar distintas técnicas de modulación basadas en portadora para el sector I [53]. ....	65
Tabla 2-IV Resumen de características de la modulación mediante vector espacial (SVM). Leyenda: ➤ Características, ☑ Ventajas. ....	65
Tabla 2-V Eliminación de armónicos: armónicos eliminados y primer armónico no eliminado frente al número de cortes. ....	67
Tabla 2-VI Resumen de Características de la técnica de eliminación selectiva de armónicos. Leyenda: ➤ Características, ☒ Inconvenientes. ....	68
Tabla 2-VII Resumen de características de las técnicas de modulación de inversores trifásicos. Leyenda: ➤ Características, ☑ Ventajas, ☒ Inconvenientes. ....	69
Tabla 2-VIII Características de los rectificadores trifásicos. Leyenda: ☑ Ventajas, ☒ Inconvenientes.....	80
Tabla 2-IX Características del sistema formado por un inversor+filtro LC controlado mediante lazo interno de corriente y lazo externo de tensión, en función de la magnitud de control del lazo interno de corriente. Leyenda: ☑ Ventajas, ☒ Inconvenientes. ....	85
Tabla 2-X Ventajas e Inconvenientes de los inversores en fuente de tensión y en fuente de corriente para la implementación de filtros activos [126]. Leyenda: ☑ Ventajas, ☒ Inconvenientes. ....	93
Tabla 2-XI Características más significativas de los filtros pasivos, activos e híbridos. Leyenda: ☑ Ventajas, ☒ Inconvenientes. ....	95
Tabla 2-XII Limitaciones de las soluciones del estado de la técnica relativas a la reducción de la $DAT_{BF}$ , para su aplicación en la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada. ....	97

Tabla 3-I Resumen de características de las técnicas de modulación de inversores trifásicos. Leyenda: ➤ Características, ☑ Ventajas, ☒ Inconvenientes. ....	120
Tabla 3-II Número de cortes e índice de modulación en frecuencia equivalentes en cuanto a número de conmutaciones por periodo fundamental para SHE, THIPWM y DPWM1.....	139
Tabla 3-III Frecuencias de resonancia del filtro CA de salida para las tres técnicas de modulación consideradas, tres valores de DAT máxima y dos números de cortes distintos.....	140
Tabla 3-IV Frecuencias de resonancia del filtro CA de salida. Se consideran tres números de cortes (7, 10 y 13) y tres $DAT_{max}$ (4%, 7%, y 14%). ....	143
Tabla 3-V Distorsión armónica total en la tensión de salida del filtro frente al índice de modulación, para Eliminación de Armónicos y PWM con inyección de tercer armónico. Se consideran tres números de cortes (7, 10 y 13) y tres $DAT_{max}$ (4%, 7%, y 14%). ....	144
Tabla 3-VI Distorsión armónica total ponderada en la tensión de salida del inversor para Eliminación de Armónicos y PWM con inyección de tercer armónico. Se consideran tres números de cortes (7, 10 y 13). ....	146
Tabla 3-VII Distorsión armónica total en la tensión de salida del inversor para Eliminación de Armónicos y PWM con inyección de tercer armónico. Se consideran tres números de cortes (7, 10 y 13). ....	146
Tabla 3-VIII Pérdidas en un IGBT del inversor para Eliminación de Armónicos (7 cortes) y PWM ( $m_f_{THIPWM}=15$ ). ....	147
Tabla 4-I Coeficientes de la serie de Fourier de la tensión pre-distorsionada objetivo en el punto medio de la rama A del inversor respecto a la referencia de la alimentación, $v_{A0}$ . ....	180
Tabla 4-II Valores de los distintos elementos de la fuente de alimentación auxiliar. ....	183
Tabla 4-III Rangos de operación de la fuente de alimentación auxiliar para una tensión de entrada nominal de 1500V y una tensión de baterías nominal de 96V. ....	184
Tabla 4-IV DAT para distintos puntos de trabajo y dos técnicas de modulación: Eliminación de armónicos (SHE) y cancelación de armónicos (HCT) de 7 cortes ( $PNE=23$ ). $S_{CA}=109kVA$ . ....	187
Tabla 4-V Valores de resistencia serie nominal ( $R_{ecc}$ ) y porcentaje de caída de tensión en el transformador respecto a la tensión nominal ( $\epsilon_c$ ). ( $\epsilon_{Xcc}=11,5\%$ ). ....	196
Tabla 4-VI Discretización de los rangos de funcionamiento de la fuente de alimentación para servicios auxiliares. ....	216
Tabla 4-VII Memoria necesaria para almacenar la tabla de control para tres números de cortes distintos. ....	217
Tabla 4-VIII Características físicas del prototipo.....	226
Tabla 4-IX Rangos de operación del prototipo y de la fuente real de alimentación de servicios auxiliares. ....	227
Tabla 4-X Valores de inicialización para la generación de la señal de disparo del IGBT superior de la rama A. ....	232
Tabla 4-XI Valores de inicialización para la generación de la señal de disparo del IGBT superior de la rama B.....	233

Tabla 4-XII Valores de inicialización para la generación de la señal de disparo del IGBT superior de la rama C.....	233
Tabla 4-XIII Valores de inicialización de las señales de disparo según su desfase relativo a la fase que pasa por 0°. .....	237
Tabla 4-XIV Medidas experimentales de DAT para distintos puntos de trabajo y dos técnicas de modulación: Eliminación (SHE) y cancelación de armónicos (HCT) de 7 cortes. ....	239
Tabla 4-XV Medidas experimentales de DAT para distintos puntos de trabajo y dos técnicas de modulación: Eliminación (SHE) y cancelación de armónicos (HCT) de 9 cortes. ....	240
Tabla 4-XVI Ensayos de vacío en la salida CA, para una potencia de salida en el cargador de baterías del 40% de la potencia CA nominal ( $P_{CA}$ ). $V_{IN}=400V$ , $P_{CC}=40\% \cdot P_{CA_{nom}}=0,4 \cdot 1kW$ .....	243
Tabla 4-XVII Discretización de los rangos de funcionamiento del prototipo. ....	245
Tabla 4-XVIII Valores de los distintos elementos de la fuente de alimentación auxiliar representada en la Figura 4.74. ....	258
Tabla 4-XIX Valor de la función $\psi_n$ para los armónicos impares hasta el 19°. ....	260
Tabla 4-XX DAT obtenida mediante simulación con la implementación de la técnica de cancelación de armónicos de 7 cortes y la implementación PWM de dicha técnica para distintas frecuencias de conmutación, $f_c$ , y tres potencias distintas en la salida del cargador de baterías. ( $V_{IN}=1500V$ , $S_{CA}=109kVA$ , $V_{CC}=75V$ ). ....	264
Tabla 4-XXI DAT para distintos puntos de trabajo y las dos implementaciones propuestas de la técnica de cancelación de armónicos: HCT 7cortes (HCT) y HCT-PWM con $f_c=1250Hz$ . ....	267



# 1

## Introducción



Estación de Atocha, Madrid  
Autor: Mabel flores, Fuente: Flickr



Universidad  
Carlos III de Madrid



<b>1</b>	<b>INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>5</b>
<b>1.1</b>	<b>Subsistemas de la red ferroviaria.....</b>	<b>7</b>
<b>1.2</b>	<b>Electrificación y sistemas de alimentación .....</b>	<b>11</b>
1.2.1	Perspectiva histórica y situación actual del sistema de electrificación ferroviario europeo ..	12
1.2.2	Sistemas de electrificación ferroviaria actualmente en funcionamiento .....	14
<b>1.3</b>	<b>Cadena de tracción, frenado y alimentación de servicios auxiliares.....</b>	<b>17</b>
1.3.1	Captador de corriente .....	17
1.3.2	Pararrayos .....	18
1.3.3	Disyuntor.....	18
1.3.4	Convertidores de potencia.....	18
1.3.5	<i>Chopper</i> de frenado y resistencias de frenado .....	18
1.3.6	Motores.....	19
1.3.7	Ubicación de los elementos de tracción en el vehículo ferroviario .....	19
<b>1.4</b>	<b>La electrónica de potencia embarcada en el tren .....</b>	<b>21</b>
1.4.1	Sistemas de alimentación CC y CA .....	21
1.4.2	Alimentación multi-sistema .....	23
1.4.3	Potencias típicas de los convertidores de tracción y auxiliares según el tipo de tren .....	24
<b>1.5</b>	<b>Sistema de alimentación de servicios auxiliares .....</b>	<b>27</b>
1.5.1	Inversores estáticos concentrados para alimentación de servicios auxiliares.....	28
1.5.2	Inversores distribuidos.....	30
1.5.3	Generación de tensión CC de baja tensión para servicios auxiliares .....	31
<b>1.6</b>	<b>Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC opcional. Especificaciones y arquitecturas. ....</b>	<b>33</b>
1.6.1	Convertidor auxiliar con salida CA trifásica.....	34
1.6.2	Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC (cargador de baterías) .....	35
1.6.3	Selección de la arquitectura del convertidor auxiliar.....	38
<b>1.7</b>	<b>Problemática y oportunidad de mejora .....</b>	<b>41</b>
	<b>Referencias .....</b>	<b>43</b>



## 1 Introducción

El tren eléctrico es un sistema complejo y multidisciplinar cuyo diseño y construcción abarca multitud de subsistemas mecánicos, estructurales, eléctricos, electrónicos y de comunicaciones. Las especificaciones de diseño dependen a su vez de un entorno más amplio que incluye la infraestructura de la red ferroviaria en la que va a ponerse en servicio cada tren eléctrico. A lo largo del presente capítulo de introducción se proporciona una visión del estado actual de la infraestructura ferroviaria, principalmente europea, así como las razones históricas que han desembocado en la gran variedad de tensiones de alimentación actualmente en servicio en Europa.

Una vez citados los principales sistemas que componen un tren eléctrico, se abordan de forma general los subsistemas que conforman el tren eléctrico, prestando especial atención a la “cadena de tracción, frenado y alimentación de servicios auxiliares” de la que se describen distintas configuraciones. Dentro de dicha cadena cabe destacar dos convertidores de potencia embarcados en el tren: el convertidor de tracción y el convertidor auxiliar para alimentación de servicios auxiliares. Este último es el campo de aplicación en el que se ha desarrollado la presente tesis doctoral, por lo que se proporciona una descripción de las distintas arquitecturas utilizadas para implementarlo así como las características más relevantes de las mismas. Por último, se describe la problemática asociada a los convertidores auxiliares así como la oportunidad de mejora existente en este campo. De forma gráfica la estructura de la introducción se ha representado en la Figura 1.1.

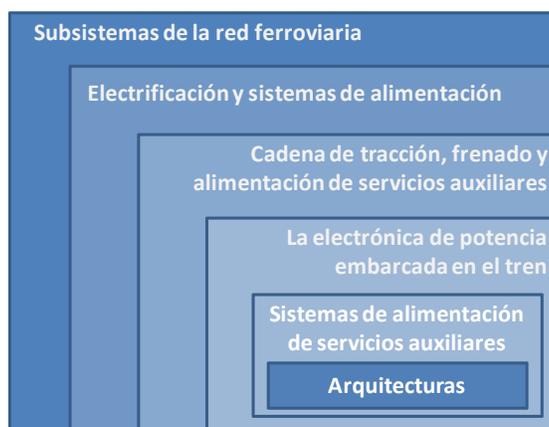


Figura 1.1: Estructura de la introducción.



## 1.1 Subsistemas de la red ferroviaria

Los subsistemas que conforman la red ferroviaria interactúan entre sí en distintos niveles, formando interfaces entre subsistemas, como se puede observar en la Figura 1.2. Dichos subsistemas comprenden desde los subsistemas que conforman el tren hasta la infraestructura necesaria para su funcionamiento.

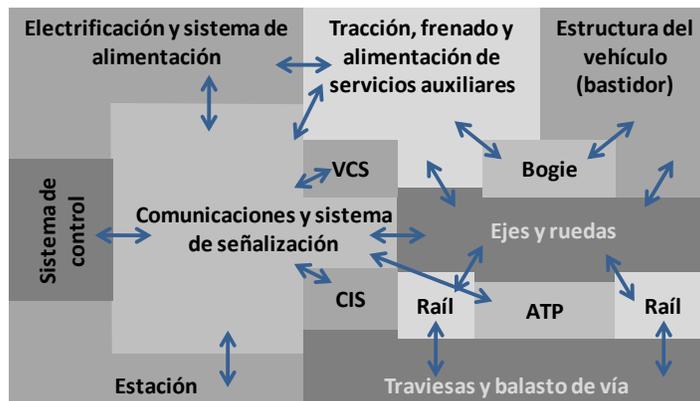


Figura 1.2: Subsistemas de la red ferroviaria y sus interacciones más significativas [1].

Con este criterio, los subsistemas de la Figura 1.2 se pueden separar en dos grandes grupos: subsistemas pertenecientes a la infraestructura y subsistemas embarcados en el tren.

### *Subsistemas pertenecientes a la infraestructura de la línea férrea*

- *Electrificación y sistemas de alimentación*

Este subsistema comprende la infraestructura de alimentación de las unidades de tracción del tren eléctrico cuya implementación puede ser mediante línea aérea de contacto (catenarias) o terrestre mediante raíles paralelos a los raíles principales. La tensión de alimentación dependerá del tipo de línea férrea considerada, como se expone en el apartado 1.2.

- *Sistema de control*

El sistema de control es un subsistema de alto nivel que permite monitorizar y gestionar la circulación de trenes por las vías férreas, utilizando el subsistema de comunicaciones y señalización para comunicarse con los maquinistas de los distintos trenes en servicio.

- *Comunicaciones y sistemas de señalización*

La operación ferroviaria actual emplea una gran cantidad de sistemas de telecomunicación y señalización con objeto de garantizar la seguridad en el tránsito de trenes. La señalización proporciona información al maquinista sobre la disponibilidad de la vía, la velocidad recomendada en un tramo dado, etc. Las señales pueden ser eléctricas o mecánicas y son imprescindibles para conseguir una circulación funcional y segura.

- *Estación*

Se sitúan a lo largo de la vía y son el punto de acceso de viajeros y mercancías del ferrocarril.

- *Raíles*

Vigas metálicas sobre las que se desplaza el tren.

- *Traviesas y balasto de vía*

Las traviesas son los elementos transversales al eje de la vía que mantienen los dos raíles que la conforman a una distancia fija (galga), transmitiendo el peso del material rodante al balasto y, a través de éste, al suelo. El balasto es roca triturada y su misión es proporcionar estabilidad al conjunto manteniendo la geometría de la vía, distribuir las presiones que transmite la vía al terreno y mejorar el drenaje del agua de lluvia.

### *Subsistemas embarcados en el tren*

- *ATP, Automatic Train Protection*

Sistema de protección automática del tren.

- *VCS, Vehicle Control System*

Sistema de control del vehículo.

- *CIS, Customer Information Services*

Servicio de información al pasajero.

- *Estructura del vehículo (bastidor), bogies, ejes y ruedas*

Un bogie (Figura 1.3) está formado por una plataforma y dos o tres ejes (según modelo) con su correspondientes pares de ruedas. Es la estructura sobre la que apoyan las unidades rodantes de ferrocarril, y están unidas al bastidor del vehículo mediante un pivote vertical, aunque actualmente este pivote puede no existir físicamente ya que se sustituye por muelles de suspensión (“Flexicoil”) como se puede observar en la Figura 1.4.



Figura 1.3. Imagen de un bogie de dos ejes.

- *Cadena de tracción, frenado y alimentación de servicios auxiliares*

Comprende sistemas mecánicos (pantógrafo), sistemas eléctricos (motores), sistemas propios de la electrónica de potencia (convertidor de tracción y convertidor auxiliar), así como las resistencias de frenado necesarias para disipar la energía devuelta al tren por los motores en el proceso de frenado. En la Figura 1.4 se pueden observar de forma esquemática todos estos elementos, que serán descritos en mayor detalle en el apartado 1.3.

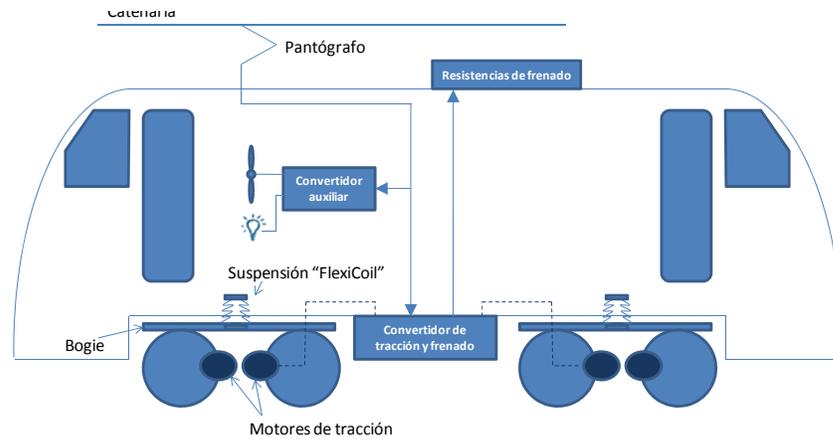


Figura 1.4 Descripción esquemática de los subsistemas implicados en la tracción y alimentación de servicios auxiliares dentro de un tren eléctrico.

Dentro de la complejidad del tren eléctrico, la presente tesis se encuentra enmarcada en la “cadena de tracción, frenado y alimentación de servicios auxiliares”. A partir de las interrelaciones representadas en la Figura 1.2 y la representación esquemática de la cadena de tracción de la Figura 1.4, se observa que desde el punto de vista de la electrónica de potencia, el subsistema que afecta directamente a la cadena de tracción es el sistema de electrificación del tren. Por ello, antes de abordar la descripción de los elementos integrantes de la cadena de “tracción, frenado y alimentación de servicios auxiliares” (apartado 1.3), se va a describir el subsistema de “electrificación y sistemas de alimentación” a lo largo del apartado 1.2.



## 1.2 Electrificación y sistemas de alimentación

En la actualidad todos los países europeos tienen una red ferroviaria bastante consolidada, sin embargo, no en todos los casos se trata de una red electrificada ya que existen muchas líneas en funcionamiento que utilizan tracción diesel, como se puede observar en la Figura 1.5.

No obstante, si se tiene en cuenta que por regla general las líneas diesel corresponden a líneas con poco tránsito, junto con el elevado porcentaje de electrificación que presenta el ferrocarril europeo según los datos de la Figura 1.5, se puede decir que el sector eléctrico ferroviario presenta una capacidad de transporte grande y por tanto un elevado número de trenes en circulación. Además, es un sector que se está impulsando en la mayor parte de los países europeos.

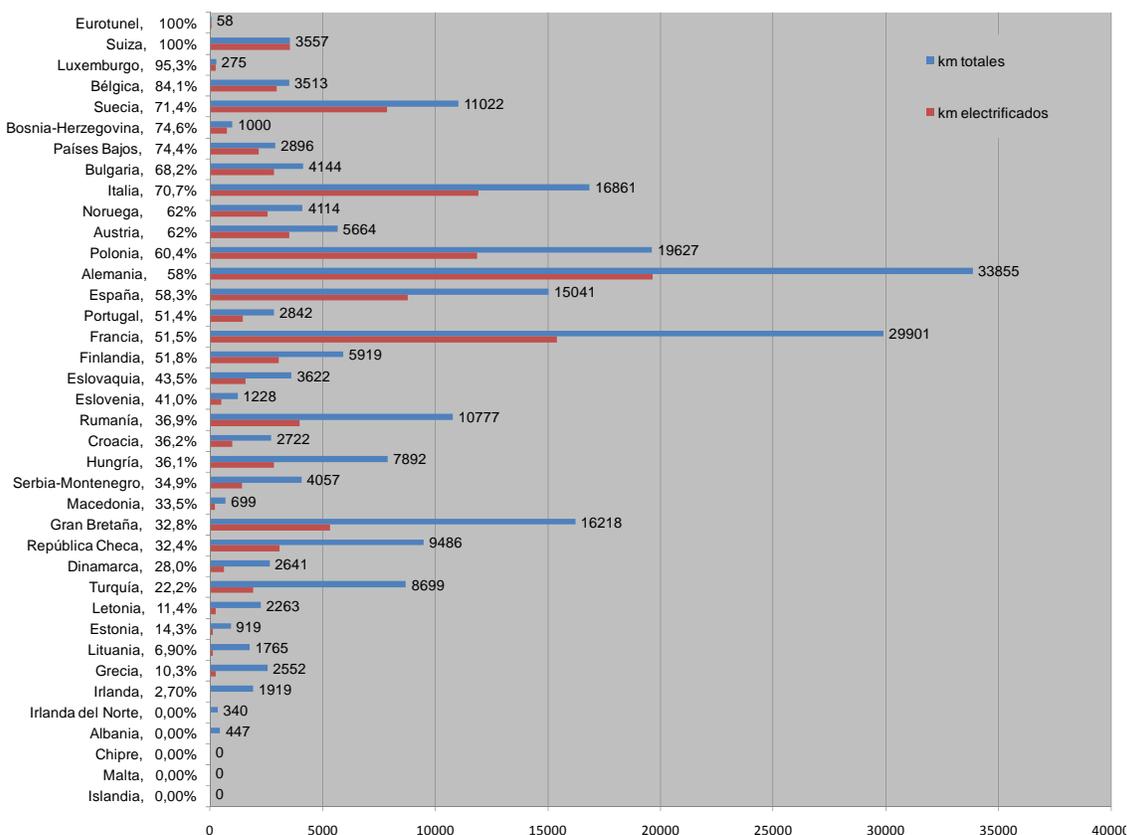


Figura 1.5 Grado de electrificación del sistema ferroviario europeo por países en 2008, ordenados por % de km electrificados vs km totales. Fuente de los datos: “*Union Internationale des chemins de fer*” [2].

Centrando la atención únicamente sobre los ferrocarriles electrificados, en la actualidad se encuentran en funcionamiento distintos sistemas de electrificación. Atendiendo únicamente a la tensión de alimentación del tren, se pueden encontrar los siguientes tipos:  $600V_{CC}$ ,  $750V_{CC}$ ,  $1500V_{CC}$ ,  $3000V_{CC}$ ,  $15kV_{CA} \sim 16 \frac{2}{3}Hz$  y  $25kV_{CA} \sim 50Hz$ .

### 1.2.1 Perspectiva histórica y situación actual del sistema de electrificación ferroviario europeo

Un observador actual podría preguntarse por qué en Europa existen tantos sistemas de electrificación diferentes y por qué no se han unificado. La razón principal que justifica la existencia de tantos sistemas distintos radica en que desde comienzos del siglo XX el equipamiento eléctrico (motores, sistemas de alimentación, etc.) ha evolucionado y mejorado de forma constante. Cuando un país estaba preparado para electrificar su ferrocarril adoptaba el mejor sistema disponible en ese momento.

Los primeros logros significativos relativos a la tracción eléctrica se consiguieron en la segunda mitad del siglo XIX, destacando dos hitos importantes:

- 1879 W. von Siemens presenta la primera locomotora eléctrica en la Feria de Comercio de Berlín, cuya fotografía se muestra en la Figura 1.6.

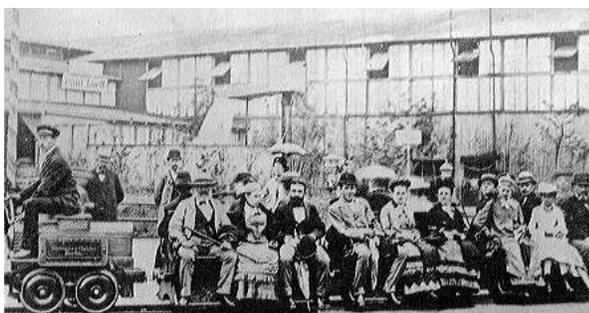


Figura 1.6: Primera locomotora eléctrica presentada por Siemens en la Feria de Comercio de Berlín en 1879.

- 1895 se logra la aplicación de la tracción eléctrica CC en líneas principales, con la inauguración por parte de Baltimore Ohio RR de la primera línea completamente eléctrica en EE.UU.: 5km electrificados con una tensión de  $675V_{CC}$ . Esta tensión de alimentación se mantendría hasta la Segunda Guerra Mundial, cuando se alcanzaron tensiones de alimentación de  $1500 V_{CC}$ .

Durante el siglo XX se suceden los avances tecnológicos y aparecen distintos sistemas de alimentación a lo largo de los años. La mayor parte de ellos han sobrevivido hasta la actualidad y son la causa de la diversidad de sistemas de alimentación existentes en Europa.

- 1902 Inauguración de la línea Valtellina (106km)  
Los ferrocarriles italianos instalan la primera línea principal electrificada en todo su recorrido y no solo en algunos tramos. Dado que los motores de tracción disponibles eran trifásicos, se instaló un sistema de alimentación trifásico de  $3600V \sim 15Hz$ . La complejidad del sistema de alimentación, que involucraba varios conductores, hacía muy difícil su instalación, especialmente en túneles y cambios de agujas.
- 1905 Pruebas satisfactorias en Múnich con una línea de alimentación monofásica de  $15kV \sim 16 \frac{2}{3}Hz$   
Con objeto de evitar efectos nocivos en los motores disponibles en ese momento, fue necesario reducir la frecuencia industrial nominal ( $50Hz$ ) a un tercio de la misma ( $16 \frac{2}{3}Hz$ ).

- 1912 Firma del “Acuerdo de ejecución del transporte ferroviario eléctrico”

El acuerdo establecía el estándar a utilizar en los sistemas de tracción CA monofásica para ferrocarril ( $15\text{kV} \sim 16 \frac{2}{3}\text{Hz}$ ) y fue firmado por los ferrocarriles estatales de Prusia, Hesia, Baviera, y Baden. Poco después Austria, Suiza, Suecia y Noruega adoptaron también este sistema.

- 1915 Inauguración de la línea Chicago-Milwaukee-St. Paul

Esta es la primera línea principal electrificada con  $3300\text{V}_{\text{CC}}$ . Este sistema fue adoptado por distintos países europeos en los años posteriores: España (1922), URSS (1926), Polonia (1926), Bélgica (1926) e Italia (1928). Después de la Segunda Guerra Mundial lo adoptaron Checoslovaquia y Yugoslavia.

- 1936 Primeros resultados satisfactorios con prototipos funcionando a 50Hz

Estos resultados se obtuvieron en una línea de pruebas en la Selva Negra (Alemania) que tras la Segunda Guerra Mundial quedó en zona francesa, lo que permitió a los ingenieros franceses estudiar el sistema y aplicar sus conclusiones en la línea Lorraine-NordFrance, donde introdujeron un sistema de alimentación con tensión nominal de  $25\text{kV} \sim 50\text{Hz}$ . Desde ese momento esta tensión nominal se adoptó en todo el mundo y actualmente es considerado el estándar para líneas principales de ferrocarril.

A lo largo del desarrollo de la tracción eléctrica surgieron multitud de sistemas de electrificación diferentes, sin embargo únicamente cinco de ellos han sobrevivido y se han convertido en estándares:  $750\text{V}_{\text{CC}}$ ,  $1500\text{V}_{\text{CC}}$ ,  $3000\text{V}_{\text{CC}}$ ,  $15\text{kV}_{\text{CA}} \sim 16 \frac{2}{3}\text{Hz}$  y  $25\text{kV}_{\text{CA}} \sim 50\text{Hz}$ . En la Figura 1.7 se incluye un mapa con los sistemas de electrificación de líneas principales por países europeos a finales de 2008.

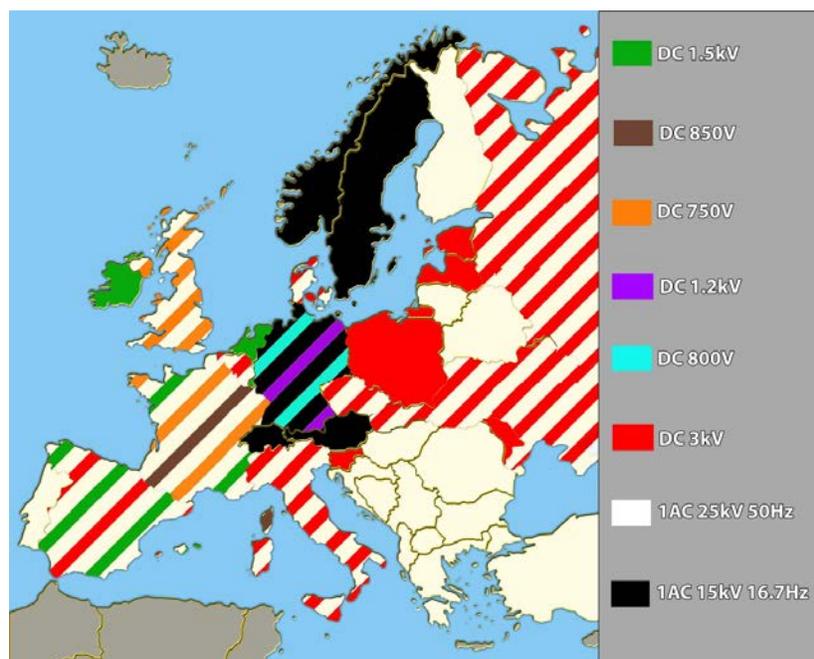


Figura 1.7 Sistemas de electrificación de líneas principales en Europa. Fuente de los datos: “Union Internationale des Chemins de Fer, railway companies” [2].

## 1.2.2 Sistemas de electrificación ferroviaria actualmente en funcionamiento

A pesar de las ventajas que se derivarían de la estandarización, la importante inversión económica necesaria hace que no sea un proyecto viable. Por otro lado, si se ignoran por un momento las restricciones históricas, la utilización de un sistema de electrificación u otro viene dictada por la aplicación considerada, como se desarrolla a continuación.

### 1.2.2.1 Sistemas de electrificación CA

Permite utilizar mayores tensiones nominales que los sistemas CC, lo que permite reducir la corriente necesaria para proporcionar una potencia dada y, por lo tanto, las caídas de tensión a lo largo de la línea. Se distinguen tres tipos de sistemas de electrificación CA, en función de la tensión nominal y de la frecuencia de operación del sistema de electrificación.

#### *11kV y 15kV, 16.7Hz*

El sistema de electrificación CA original usaba una frecuencia de  $16 \frac{2}{3}$  (hoy estandarizado a 16.7Hz) que corresponde a un tercio de la frecuencia industrial de 50Hz. Esta frecuencia reducida era necesaria para evitar chispas cuando se conmutaban las resistencias serie que permitían regular el motor de tracción. Los avances tecnológicos posteriores eliminaron la necesidad de utilizar esta frecuencia reducida, sin embargo, la enorme inversión realizada para electrificar las líneas a 16.7Hz hace que dicha infraestructura siga en funcionamiento en Suiza, Suecia, Alemania, Noruega y Austria. La tensión nominal de este tipo de líneas es 15kV, sin embargo, aquellas líneas cortas que incluyen muchos túneles funcionan con 11kV.

#### *25kV, 50/60Hz*

La electrificación a 25kV 50/60Hz mediante conductores aéreos es considerada en la actualidad el estándar para líneas principales y trenes de alta velocidad, excepto en aquellos casos en que existen fuertes restricciones debidas a la forma de los túneles o en casos en los que existe un sistema de electrificación previo.

#### *50kV, 50/60Hz*

La electrificación con 50kV 50/60Hz se usa ocasionalmente en líneas dedicadas al transporte pesado, por ejemplo la línea minera que une Sishen con Saldhama en Sudáfrica y que es una de las líneas férreas más largas del mundo. La infraestructura de este tipo de líneas, así como sus locomotoras, necesitan grandes espacios de seguridad debido a las elevadas tensiones que se utilizan.

### 1.2.2.2 Sistemas de electrificación CC

Los sistemas de electrificación CC son utilizados habitualmente en líneas cuya distancia entre paradas es pequeña y en aquellos casos en los que por razones de seguridad no es posible utilizar CA de alta tensión. Este es el caso de aquellas líneas con recorrido urbano en superficie (tranvías), en las que consideraciones de seguridad imponen tensiones máximas de 750V, y de las líneas cuyo recorrido transcurre mayoritariamente en túneles (metro), donde la distancia libre de seguridad necesaria alrededor de los conductores CA de alta tensión supondría la necesidad de aumentar la sección transversal de los túneles. En este último caso, la utilización de tensión CA de baja tensión permitiría reducir las distancias de seguridad necesarias y por tanto la sección transversal de los

túneles.

Sin embargo, en ambos casos, el uso de tensión CA de baja tensión incrementaría las caídas de tensión en los conductores respecto a la utilización de tensiones CC, ya que, utilizando el mismo tipo de conductores, la impedancia serie en CA es mayor que en CC. Este incremento de resistencia es debido, por un lado al bucle inductivo que se forma entre el conductor de ida y el de retorno (1mH/km) y, por otro lado, al efecto pelicular en los conductores de retorno, que aumenta la resistencia en aproximadamente un 40% a 50Hz debido a la concentración de la corriente alterna en el exterior del conductor.

### *600-1200V<sub>CC</sub>*

Tanto tranvías como metros se suelen alimentar con tensiones entre 600 y 1200V<sub>CC</sub>. En cuanto al conductor, las dos configuraciones habituales son aérea (catenaria) o mediante un tercer raíl situado a lo largo de los raíles por los que circula el tren. La catenaria es el sistema más seguro en cuanto a riesgo de electrocución por lo que se utiliza siempre en aquellas líneas cuyo recorrido sea urbano y en superficie. Por otro lado, el tercer raíl se utiliza principalmente por razones estéticas y porque permite minimizar la sección transversal de los túneles.

### *1400-1500V<sub>CC</sub>*

Este nivel de tensión resulta el más económico para la operación tanto de metros como de trenes interurbanos, aunque es posible encontrar este sistema de electrificación en líneas principales del sur y este de Francia y de los Países Bajos. En ambos casos debido a razones puramente históricas.

### *3000V<sub>CC</sub>*

Todos los sistemas que utilizan una tensión de 3kV están electrificados mediante conductor aéreo. Son varios los países que utilizan este sistema en gran parte de su red ferroviaria, especialmente Bélgica, Italia, España, Polonia, muchos países de la antigua URSS así como Sudáfrica. Sin embargo este sistema de electrificación no está siendo utilizado en ninguna línea de nueva construcción, únicamente en extensiones de las redes actualmente en funcionamiento.



### 1.3 Cadena de tracción, frenado y alimentación de servicios auxiliares

Una vez descritas las infraestructuras de electrificación europeas atendiendo a las tensiones y frecuencias nominales de las mismas, es necesario describir la cadena de elementos embarcados en el tren que permite captar, adaptar y acondicionar la tensión, proporcionada por el sistema de alimentación, a los valores necesarios para alimentar los motores de tracción y los servicios auxiliares. Este subsistema se ha llamado “cadena de tracción, frenado y alimentación de servicios auxiliares”. En la Figura 1.8 se muestra el diagrama de bloques funcionales que componen de forma general dicha cadena de tracción, y cuya descripción funcional se incluye a continuación.

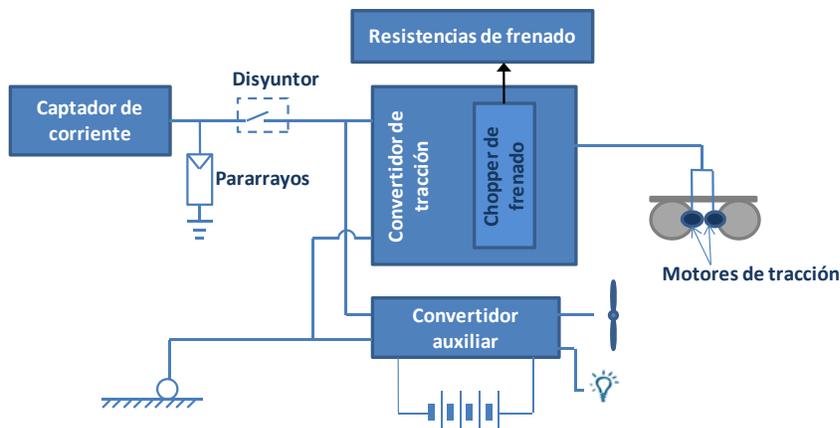


Figura 1.8 Diagrama de bloques de la cadena de tracción, frenado y alimentación de servicios auxiliares.

#### 1.3.1 Captador de corriente

Es el elemento encargado de captar la corriente para alimentar al tren desde la infraestructura de electrificación. En función de si la electrificación se ha realizado mediante catenaria o mediante un tercer raíl paralelo a los raíles principales, el captador toma dos posibles formas: pantógrafo o zapata deslizante, respectivamente.

##### 1.3.1.1 Pantógrafo para línea aérea de contacto (catenaria)

Se trata de un elemento mecánico anclado sobre el techo del tren, encargado de captar corriente desde la catenaria manteniéndose en todo momento en contacto con la misma para evitar cortes de suministro de energía al tren. Las mejores prestaciones en este aspecto se consiguen cuando la tensión mecánica tanto del pantógrafo como de la catenaria es apropiada, el coeficiente de rozamiento entre ambos elementos es bajo, y la resistencia aerodinámica del pantógrafo es mínima. En la Figura 1.9 se muestra un ejemplo de pantógrafo.

##### 1.3.1.2 Pantógrafo para tercer raíl o zapata deslizante

Este elemento es propio de sistemas de electrificación que utilizan un tercer raíl electrificado paralelo a los raíles principales de la vía férrea. Como en el caso anterior, debe mantenerse en contacto con el raíl electrificado para evitar cortes en el suministro de energía al tren.



Figura 1.9 Pantógrafo ferroviario para línea aérea de contacto.



Figura 1.10 Pantógrafo ferroviario para tercer raíl o zapata deslizante.

### 1.3.2 Pararrayos

En los sistemas con pantógrafo, se incluye un pararrayos para evitar que en caso de tormenta, éstos impacten en el pantógrafo.

### 1.3.3 Disyuntor

El disyuntor se sitúa entre el pantógrafo y la etapa de entrada de los convertidores de tracción y alimentación de servicios auxiliares. Su misión es proteger los equipos y por tanto interrumpir la alimentación en caso de fallo.

### 1.3.4 Convertidores de potencia

Son los encargados de acondicionar la tensión proveniente de la catenaria (ya sea CC o CA) a las cargas a las que vayan a alimentar. Atendiendo a este criterio se pueden clasificar en convertidores de tracción y convertidores auxiliares.

- Convertidores de tracción

Son los encargados de proporcionar al motor de tracción la forma de onda de tensión y frecuencia que requieren para conseguir las prestaciones solicitadas en cada momento.

- Convertidores auxiliares

Son los encargados de alimentar los servicios auxiliares del tren tales como iluminación, aire acondicionado, etc.

### 1.3.5 Chopper de frenado y resistencias de frenado

El *chopper* de frenado se encarga de habilitar y controlar la devolución o disipación de la energía cinética de la unidad de material rodante durante la fase de frenado, dependiendo de si la catenaria permite o no la devolución de energía a la misma durante el frenado. En caso de que la línea no sea receptiva y no se pueda devolver energía para su aprovechamiento, el *chopper* está conectado a las resistencias de frenado que son las encargadas de transformar la energía cinética, generada por el motor de tracción durante el frenado, en energía calorífica.

Habitualmente el *chopper* de frenado se incluye como una parte del convertidor de tracción, y las resistencias se montan sobre el techo del tren para facilitar su enfriamiento.

### 1.3.6 Motores

Desde el punto de vista de tracción no existe una diferencia significativa entre usar motores CC o motores CA [1]. Actualmente, se pueden encontrar tanto motores CC como CA en un número importante de unidades ferroviarias. Sin embargo, existe una clara tendencia a utilizar motores CA trifásicos asíncronos. Las razones principales que justifican esta tendencia en aplicaciones de tracción se centran en los siguientes aspectos:

- Los motores CA asíncronos requieren menor mantenimiento ya que se elimina el conmutador y las escobillas, que son elementos caracterizados por sus altos requisitos de mantenimiento.
- La máquina CA presenta una mayor densidad de potencia que los motores CC.

Por otro lado, la utilización de este tipo de motores viene condicionada por la necesidad de generar de forma fiable un bus de tensión y frecuencia variable. En este aspecto, el desarrollo en los últimos años de inversores basados en IGBTs más simples, compactos y fiables que los tradicionales basados en tiristores y GTOs, así como el desarrollo del control mediante DSPs y FPGAs, han facilitado la utilización de motores CA trifásicos.

### 1.3.7 Ubicación de los elementos de tracción en el vehículo ferroviario

Por regla general los equipos integrantes de la cadena de tracción y alimentación de servicios auxiliares deben montarse en el exterior del vehículo ferroviario, con objeto de maximizar el espacio disponible dentro de los vehículos para el transporte de pasajeros y/o carga.

La disposición de los equipos dependerá de las características del tren considerado y de su configuración en cuanto a número de unidades tractoras, unidades remolcadas, etc. Sin embargo, de forma general se pueden distinguir dos ubicaciones características: bajo bastidor o sobre el techo.

#### 1.3.7.1 Configuración bajo bastidor

La configuración bajo bastidor es la configuración más utilizada y consiste en fijar los equipos, encerrados en arcones de las dimensiones apropiadas, bajo el bastidor de vehículo. En la Figura 1.11 se han incluido varias distribuciones bajo bastidor de los equipos integrantes de la cadena de tracción y alimentación de servicios auxiliares.

#### 1.3.7.2 Configuración sobre el techo

Esta configuración es más reciente y se emplea fundamentalmente en trenes de piso bajo, en los que no queda sitio bajo el bastidor para situar los equipos. Como en el caso anterior, en la Figura 1.12 se han incluido varios ejemplos de distribución de los equipos de la cadena de tracción y servicios auxiliares sobre el techo de vehículos ferroviarios de piso bajo.

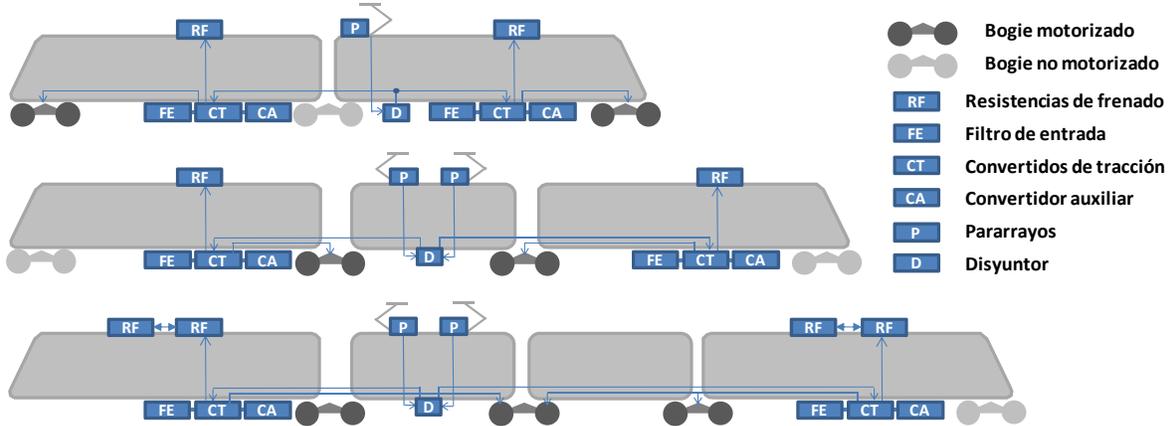


Figura 1.11 Diferentes configuraciones bajo bastidor de los equipos integrantes de la cadena de tracción y alimentación de servicios auxiliares [3].

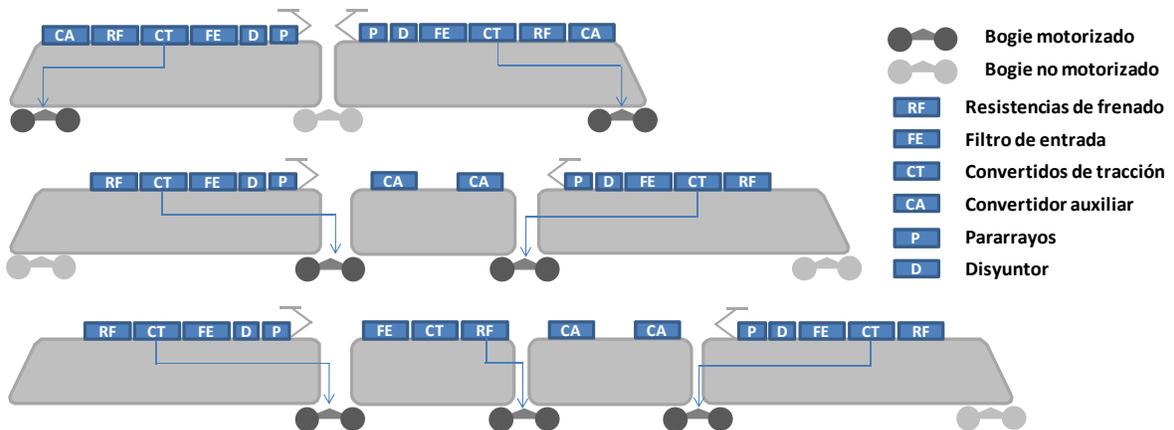


Figura 1.12 Diferentes configuraciones sobre el techo de los equipos integrantes de la cadena de tracción y alimentación de servicios auxiliares [3].

## 1.4 La electrónica de potencia embarcada en el tren

Como se ha comentado con anterioridad, los subsistemas embarcados en el tren dependen en gran medida de la infraestructura en la que se vaya a poner en operación dicho tren. Es decir, en función de la tensión nominal de la línea, de si los motores del vehículo considerado son CC o CA y de los rangos de potencia exigibles, el diseño de la cadena de tracción será diferente. Por ello, una vez descrita de forma general la cadena de tracción de un tren eléctrico, se va a proceder a realizar un análisis más detallado de los dos tipos de convertidores de potencia presentes en el tren eléctrico: el convertidor de tracción y el convertidor auxiliar.

### 1.4.1 Sistemas de alimentación CC y CA

Dado que tanto el sistema de alimentación como los motores pueden ser CC o CA, y que la electrónica de potencia actual ha hecho posible alimentar cualquiera de los dos tipos de motores desde cualquiera de los dos tipos de catenarias, se plantean cuatro posibles convertidores de tracción, que se resumen en la Tabla 1-I junto con algunas publicaciones que hacen referencia a cada uno de ellos.

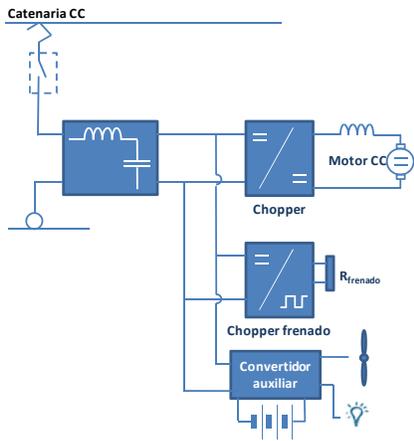
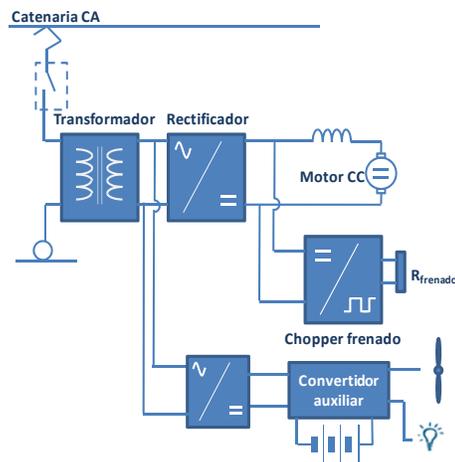
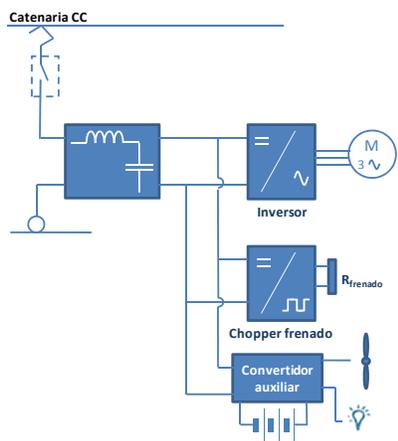
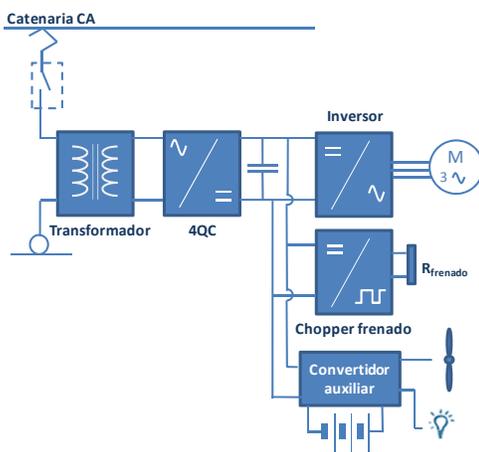
En el caso de catenarias CA (Figura 1.14, Figura 1.16), es necesario utilizar un transformador de entrada que cumple la doble misión de proporcionar aislamiento galvánico y de reducir la tensión de la catenaria a valores más adecuados para la operación de los semiconductores.

En el caso de las catenarias CC (Figura 1.13, Figura 1.15), entre la catenaria y los convertidores se sitúa el filtro de entrada. Dicho filtro está formado por una bobina en serie y un condensador en paralelo cuya función es minimizar el vertido a la red de corrientes armónicas indeseadas generadas por el sistema de tracción, proteger el sistema contra condiciones transitorias de la red y asegurar una impedancia mínima de entrada.

De las cuatro combinaciones resumidas en la Tabla 1-I, todas se encuentran en funcionamiento en la actualidad. Sin embargo, debido a las ventajas inherentes a la utilización de motores CA asíncronos (bajo mantenimiento y alta densidad de potencia), en la actualidad los convertidores nuevos se construyen mayoritariamente según las arquitecturas de la Figura 1.15 y de la Figura 1.16.

Sea cual sea la arquitectura de los convertidores embarcados en ferrocarril, el tamaño y el peso del convertidor son un factor clave a tener en cuenta, dado el limitado espacio disponible para su instalación. En el caso de los convertidores alimentados desde sistemas CA, el transformador de entrada supone una seria limitación en este aspecto, ya que se trata de un elemento voluminoso y pesado como consecuencia de su baja frecuencia de operación: 50Hz ó 16.7Hz.

Tabla 1-I: Convertidores de tracción según el sistema de alimentación (CC o CA) y el tipo de motor (CC o CA)

		SISTEMA DE ALIMENTACIÓN	
		CC	CA
MOTOR	CC	<p>[1], [4]</p>  <p>Figura 1.13 Esquema de un convertidor de tracción para un motor CC alimentado desde un sistema CC.</p>	<p>[1], [4], [5]</p>  <p>Figura 1.14 Esquema de un convertidor de tracción para un motor CC alimentado desde un sistema CA.</p>
	CA	<p>[1], [5], [6], [7]</p>  <p>Figura 1.15 Esquema de un convertidor de tracción para un motor CA alimentado desde un sistema CC.</p>	<p>[1], [6], [8]-[11]</p>  <p>Figura 1.16 Esquema de un convertidor de tracción para un motor CA alimentado desde un sistema CA.</p>

Con objeto de reducir el tamaño y el peso de este transformador, en los últimos años se han comenzado a investigar topologías alternativas que permitan reducir el peso y el volumen de este elemento mediante la utilización de un transformador de media frecuencia (MF). En este aspecto se pueden encontrar trabajos enfocados en la utilización de un único transformador, como en [12], [13] y [14] donde la frecuencia del transformador es de 400Hz; o de múltiples transformadores como los trabajos publicados en [15], [16] y [17] en los que la frecuencia de los transformadores se encuentra alrededor de los 6kHz. Ambos enfoques se han representado en la Figura 1.17 y la Figura 1.18, respectivamente.

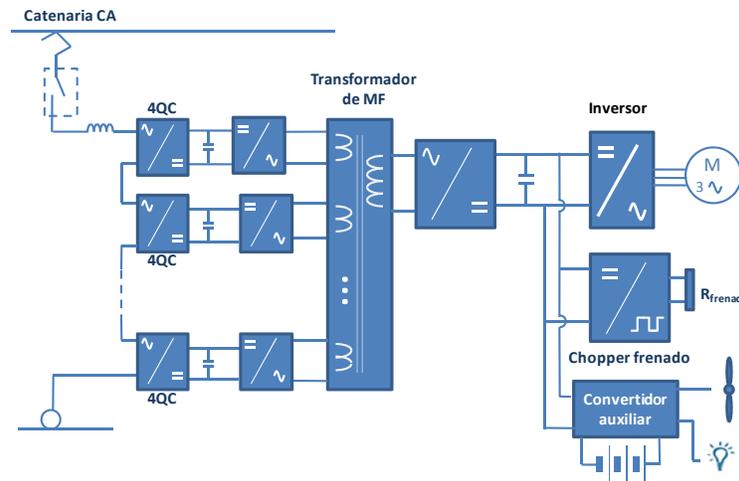


Figura 1.17 Esquema de un convertidor de tracción para un motor CA alimentado desde un sistema CA y un único transformador de media frecuencia.

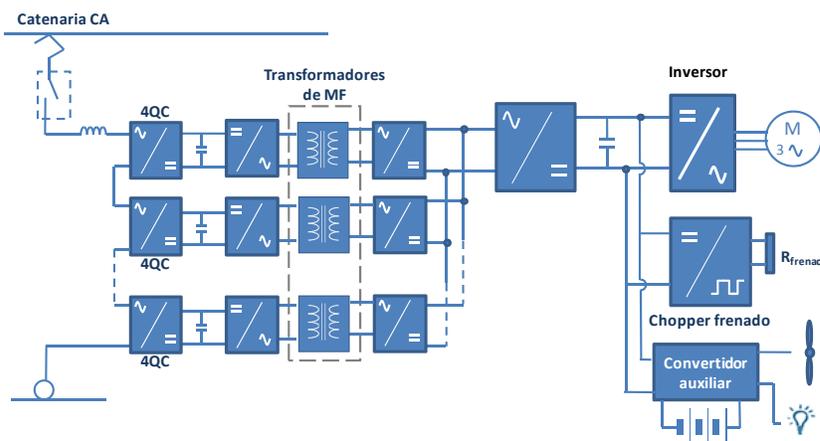


Figura 1.18 Esquema de un convertidor de tracción para un motor CA alimentado desde un sistema CA y múltiples transformadores de media frecuencia

### 1.4.2 Alimentación multi-sistema

Por último cabe destacar la necesidad cada vez mayor de diseñar trenes capaces de funcionar con distintos sistemas de alimentación sin pérdida de prestaciones. La necesidad de crear corredores ferroviarios, tanto nacionales como internacionales, que atraviesan distintos sistemas de electrificación, ha provocado la demanda de trenes capaces de utilizar distintos sistemas de alimentación sin sufrir pérdida de prestaciones. En este aspecto, a lo largo de la última década se han publicado bastantes trabajos orientados a la obtención de convertidores de tracción que cumplan con dichas expectativas ([18]-[23]), donde se distinguen dos arquitecturas básicas:

- Convertidor multi-sistema con convertidor CC/CC

Dado que cuando el tren funciona con catenaria CA es necesario utilizar un convertidor de cuatro cuadrantes (4QC, *four quadrant converter*), es lógico suponer que cuando funcione con alimentación CC se utilice este convertidor como convertidor CC/CC reductor para acondicionar la tensión que llega al inversor. Esta configuración es la que se muestra en la Figura 1.19.

▪ Convertidor multi-sistema sin convertidor CC/CC

En esta arquitectura la tensión proveniente de la catenaria se conecta directamente al bus intermedio de continua como se puede observar en la Figura 1.20. Desde la aparición de los IGBTs de 6500V esta es la configuración más popular, dado que el mismo esquema de control se puede utilizar para todo el rango de tensiones de catenaria:  $750V_{CC}$ ,  $1500V_{CC}$  y  $3000V_{CC}$ ,  $15kV_{CA}$  y  $25kV_{CA}$ .

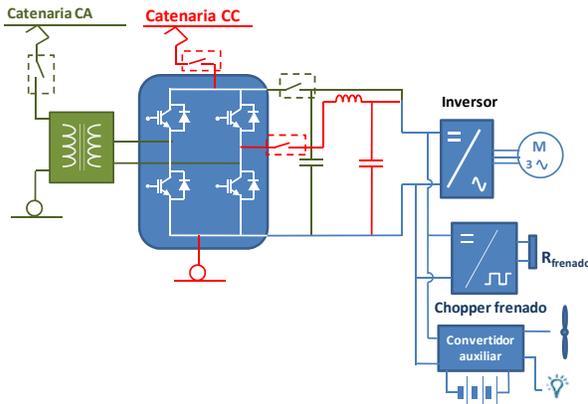


Figura 1.19 Esquema de un convertidor multi-sistema con convertidor CC/CC.

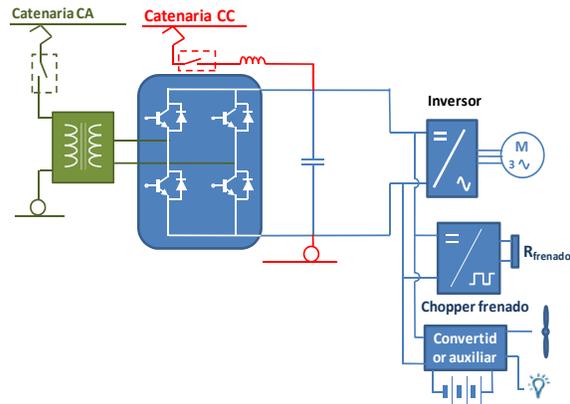


Figura 1.20 Esquema de un convertidor multi-sistema sin convertidor CC/CC.

### 1.4.3 Potencias típicas de los convertidores de tracción y auxiliares según el tipo de tren

Desde el punto de vista de los fabricantes, es necesario segmentar el mercado de forma que se puedan ofrecer productos competitivos que cubran las necesidades técnicas del cliente en cada caso. Teniendo en cuenta este punto de vista, los tipos de trenes considerados por la industria se clasifican en función de la máxima velocidad que pueden alcanzar y los kilómetros de recorrido que tiene la línea. A partir de estos dos parámetros es posible realizar una clasificación como la que se muestra en la Figura 1.21.

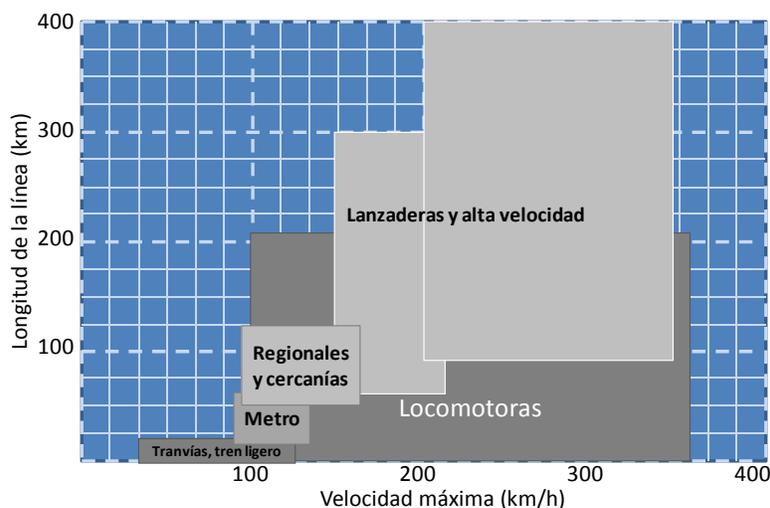


Figura 1.21 Clasificación de vehículos ferroviarios en función de su velocidad máxima y la longitud de la línea [24].

A partir de la identificación de los distintos segmentos de mercado ilustrada en la Figura 1.21,

es posible establecer los rangos de potencia típicos de los convertidores de tracción y auxiliares. Dichos rangos se han obtenido a partir de las fichas técnicas de trenes actualmente en funcionamiento, sobretudo en la red española de ferrocarriles, tranvías y metros; así como de las características técnicas publicadas por distintos fabricantes de convertidores tales como ABB, trainelec, MEDHA, KONCAR, etc. En la Figura 1.22 y en la Figura 1.23 se muestran gráficamente los rangos de potencia típicos para los convertidores de tracción y auxiliares, respectivamente.

En cuanto los convertidores de tracción, en función del tipo de tren considerado, las demandas de potencia de tracción serán diferentes. Además, es necesario tener en cuenta que cada convertidor puede controlar desde un único motor hasta cuatro, por lo que existe una gran variabilidad en cuanto a la potencia manejada por el convertidor de tracción.

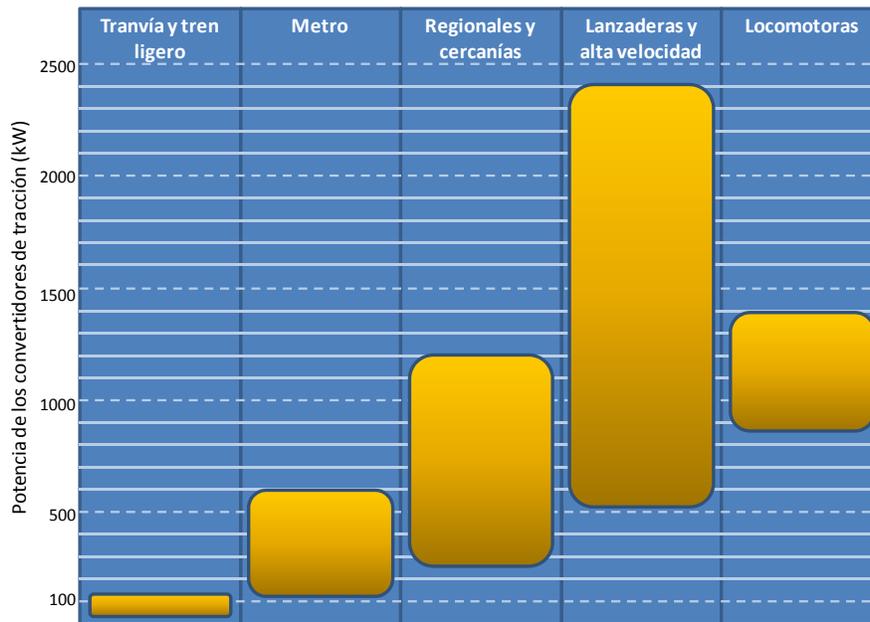


Figura 1.22 Rango de potencias de convertidores de tracción según el tipo de tren.

En cuanto a los servicios auxiliares, formados en su mayor parte por cargas destinadas a mejorar la comodidad del pasajero durante el viaje, en la actualidad se está produciendo un aumento de la demanda de potencia como consecuencia de una mayor demanda de servicios de este tipo por parte de los pasajeros (puntos de alimentación de elementos portátiles, etc.). Aparte de esta tendencia general, la potencia típica de los convertidores auxiliares también varía en función del tipo de tren considerado.

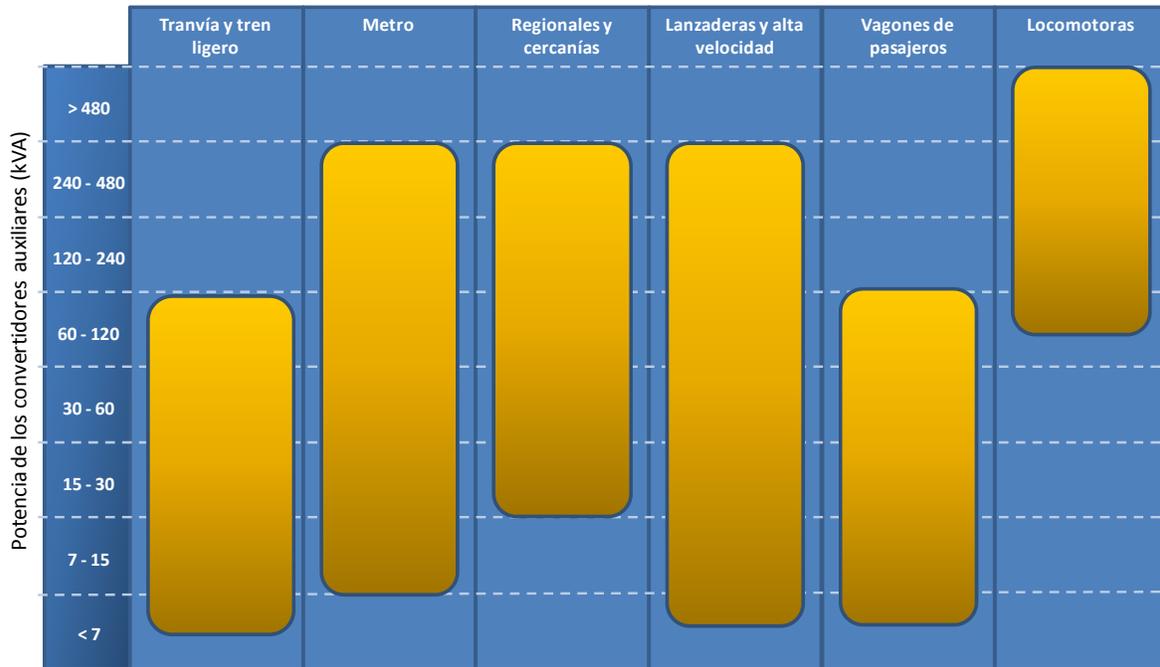


Figura 1.23 Rango de potencias de convertidores para alimentación de servicios auxiliares según el tipo de tren [21].

## 1.5 Sistema de alimentación de servicios auxiliares

Una vez establecidas las arquitecturas de la “cadena de tracción, frenado y servicios auxiliares” más utilizadas en el tren eléctrico con todos sus elementos, el presente apartado se centra en analizar el subsistema dedicado a la alimentación de los servicios auxiliares.

Por lo general, los convertidores para alimentación de servicios auxiliares han suscitado menos interés científico y académico que los convertidores de tracción, por lo que no hay mucha literatura relativa a este tipo de convertidores. Sin embargo, son esenciales para alimentar cargas auxiliares relacionadas con la seguridad, el confort del pasajero y la ventilación de los convertidores de tracción. Originalmente se utilizaba un conjunto mecánico, motor-alternador, para alimentar los servicios auxiliares. Sin embargo, el desarrollo de la electrónica de potencia desplazó el uso de dicho sistema por convertidores basados en interruptores de silicio cuyas prestaciones son más versátiles y cuyos requisitos de mantenimiento son menores.

Es habitual que se haga referencia al sistema de alimentación de servicios auxiliares como convertidor auxiliar, si bien no se trata de un único convertidor, sino que está formado por distintos subsistemas/convertidores que se integran para formar la fuente de alimentación de servicios auxiliares, cuyas características dependen de la aplicación concreta.

Típicamente, el sistema de alimentación de servicios auxiliares está formado por los sistemas que se enumeran a continuación [22], que pueden combinarse entre sí para proporcionar una solución satisfactoria según la aplicación considerada.

- Inversor/es estáticos que alimentan los servicios auxiliares del tren (climatización, ventiladores, etc.).
- Fuente CC de baja tensión que se utiliza para alimentar cargas CC de baja tensión (radio, comunicaciones, etc.) y que puede ser utilizada en algunos casos como cargador de baterías.
- Batería de back-up de baja tensión necesaria para alimentar los servicios de emergencia y/o esenciales del tren en caso de fallo eléctrico o de algún subsistema.
- Un cargador de baterías, en aquellos casos en los que la fuente CC de baja tensión no se utilice para cargar la batería. Esta opción es muy utilizada, ya que permite optimizar la carga de la batería.

En función de la aplicación, los elementos enumerados arriba pueden combinarse y conectarse de distintas formas. Desde este punto de vista, cada convertidor se trata como una caja negra en la que es necesario definir sus interfaces con objeto de garantizar la correcta integración del mismo dentro del tren, como se recoge en la norma IEEE Std 1476-2000 [22]. Por ello en los siguientes apartados se van a abordar de forma individual cada uno de los convertidores, exponiendo los requisitos exigibles a cada uno de ellos así como las diferentes posibilidades de interconexión.

## 1.5.1 Inversores estáticos concentrados para alimentación de servicios auxiliares

Los inversores estáticos concentrados son los encargados de alimentar los servicios auxiliares del tren. Las cargas CA que constituyen los servicios auxiliares se pueden dividir en dos grupos, según su potencia [22]:

- Cargas de alta potencia: Compresores de aire acondicionado, ventiladores de los motores de tracción, etc.
- Cargas de baja potencia: proporcionan potencia doméstica a aspiradores, ordenadores y otras cargas comerciales.

La salida de estos inversores debe cumplir las características que se especifiquen en cada caso, teniendo en cuenta los rangos de variación de tensión de entrada de la aplicación considerada. Desde este punto de vista, en los párrafos siguientes se analizan las características propias de la entrada de los inversores así como las especificaciones exigibles relacionadas con la salida de los mismos.

### 1.5.1.1 Características de entrada de los inversores estáticos concentrados para alimentación de servicios auxiliares

Desde el punto de vista de su entrada, los inversores estáticos pueden conectarse a distintos puntos dentro de la cadena de tracción y frenado [22]:

- Conexión a la línea de alimentación del tren, igual que el sistema de tracción.

La conexión del inversor estático a la línea de alimentación se hace a través de un filtro LC que proporciona protección a los equipos ante condiciones transitorias de la red, adapta la impedancia de entrada del sistema y minimiza el vertido de corrientes armónicas a la red de alimentación (ver Figura 1.24). En este caso, los rangos admisibles de variación de la tensión de alimentación se recogen en la norma UNE EN 50163 [25].

Desde el punto de vista del aislamiento galvánico, la norma IEEE Std 1476-2000 [22] recomienda que el inversor proporcione aislamiento galvánico entre la entrada CC de alta tensión y la salida CA generada.

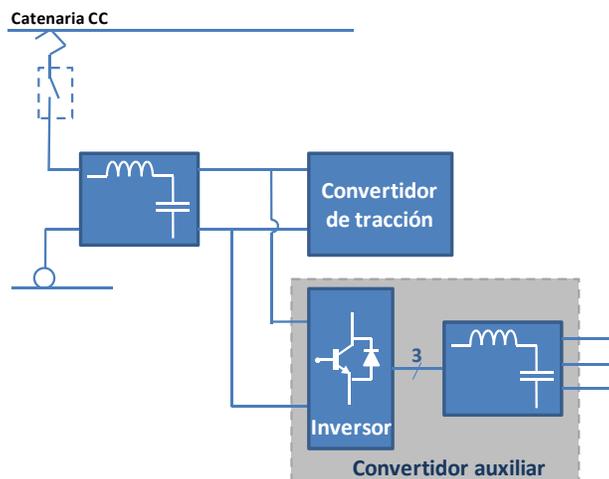


Figura 1.24 Convertidor auxiliar alimentado desde la línea de alimentación del tren.

- Conexión a un bus CC intermedio.

En este caso, el inversor estático puede conectarse a un bus generado por el sistema de tracción, como en el caso representado en la Figura 1.25, o bien utilizar un convertidor adicional para generar un bus CC de alimentación como en el caso de la Figura 1.26.

En cualquiera de los casos mencionados, se recomienda aislamiento galvánico entre la entrada y la salida, sin embargo se ofrece la posibilidad de incorporarlo bien en el convertidor que genera el bus CC o bien en el inversor.

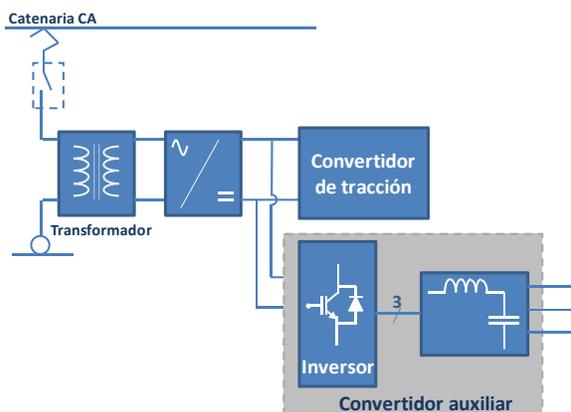


Figura 1.25 Convertidor auxiliar alimentado desde un bus CC intermedio de la cadena de tracción.

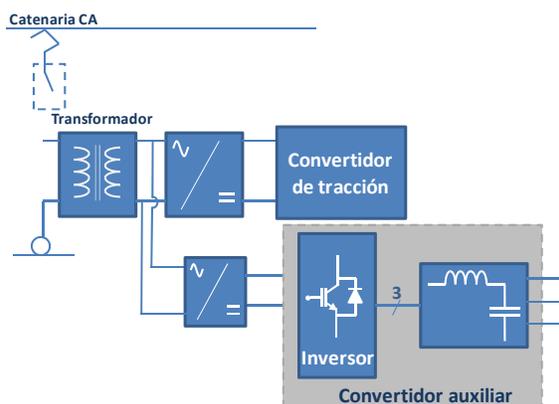


Figura 1.26 Convertidor auxiliar alimentado desde un bus CC generado mediante un convertidor CC/CC dedicado.

En aquellos casos en los que no se proporcione aislamiento, las cargas conectadas a la salida del inversor deben ser capaces de soportar la tensión máxima (incluyendo transitorios) que pudieran reflejarse en la tensión de las fases de salida respecto a tierra.

### 1.5.1.2 Características de salida de los inversores estáticos para alimentación de servicios auxiliares

Los inversores estáticos deben ser capaces de proporcionar la salida que se especifique bajo las condiciones previstas de variación de tensión de entrada y de cargas conectadas en la salida. Cabe destacar que todos los equipos alimentados desde los inversores estáticos se encuentran embarcados en el tren, por lo que el sistema en su conjunto es esencialmente un sistema cerrado en el que se conocen todas las cargas que se pueden conectar a la salida del inversor.

Como consecuencia, los requisitos de operación de dichos inversores, en cuanto a tensiones, tolerancias, contenido armónico, etc... vienen determinados por la configuración elegida para el sistema de alimentación de servicios auxiliares y por las cargas que deba alimentar cada convertidor. Las especificaciones relativas a la tensión de salida del inversor estático son establecidas por el fabricante del vehículo ferroviario en función de las características de las cargas que se vayan a conectar a la salida del inversor considerado, debiendo proporcionarse al fabricante del inversor al menos los siguientes datos:

- Máxima potencia de salida.
- Tensiones y tolerancias.

- Frecuencia y tolerancias.
- Distorsión armónica total.
- Sobrecarga admisible.
- Corriente de pico instantánea.

Desde el punto de vista de la potencia de la salida CA generada, se puede distinguir dos posibilidades, según se vayan a alimentar cargas de alta o de baja potencia.

- Salida de alta potencia

La salida CA de alta potencia proporciona una tensión trifásica de  $380/400V_{CA}$  de línea a 50/60 Hz destinada a alimentar fundamentalmente motores tales como los compresores de aire acondicionado y los ventiladores de los motores de tracción, etc.

La norma IEEE Std 1476-2000 [22] recomienda establecer la distorsión armónica máxima permitida en la tensión de salida como un compromiso entre el fabricante del vehículo ferroviario y el fabricante del inversor, con objeto de establecer un equilibrio entre el coste de filtrado del inversor y su fiabilidad frente al coste y el impacto que los armónicos generados puedan tener sobre las cargas. Así mismo, recomienda que la distorsión armónica máxima permitida en la salida del inversor se determine siguiendo los criterios definidos en [26]; donde se define la precisión, selectividad (capacidad para separar las distintas componentes armónicas), ancho de banda, etc. de los equipos a utilizar. También se incluyen recomendaciones en cuanto a qué sensores es más conveniente utilizar para realizar las medidas de armónicos presentes tanto en la corriente como en la tensión.

- Salida de baja potencia

Las salidas de baja potencia alimentan electrodomésticos comerciales tales como aspiradores, ordenadores, etc. Dado que este tipo de cargas no representan una gran demanda de potencia, suele ser económicamente recomendable implementar un pequeño inversor monofásico con una etapa de filtrado que permita obtener bajos niveles de distorsión armónica en su salida.

Además, se puede considerar la conveniencia de incluir una segunda etapa de filtrado cerca de los puntos de acceso eléctrico del vagón con objeto de cumplir las recomendaciones dadas en [26], en la que se establece que aquellos sistemas que alimentan ordenadores deben tener una distorsión armónica máxima del 5%.

Este tipo de inversores estáticos debe incorporar aislamiento galvánico entre su entrada y su salida.

### 1.5.2 Inversores distribuidos

Otra arquitectura habitual para proporcionar tensión CA a los equipos embarcados en el tren, es la utilización de inversores distribuidos [22]. En este caso se utiliza un convertidor auxiliar para generar un bus CC regulado, a partir de la tensión de alimentación del tren. Cada carga (compresores de aire acondicionado, ventiladores de los motores de tracción, etc.) recibe la tensión CC regulada del bus, que es convertida en tensión CA trifásica mediante el inversor integrado en la carga, como se representa en la Figura 1.27 y en la Figura 1.28.

El uso de inversores distribuidos permite generar tensiones perfectamente adaptadas a la carga a la que alimentan, sin embargo, es una solución cara y cuyo coste aumenta con el número de cargas.

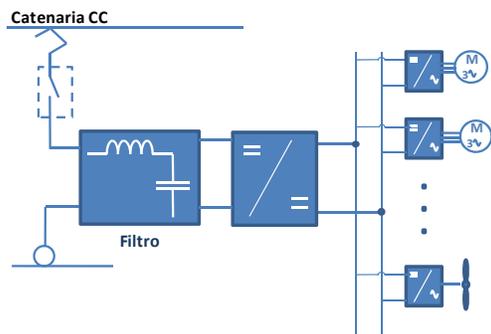


Figura 1.27 Inversores estáticos distribuidos para alimentación de servicios auxiliares. Conexión a un bus CC regulado generado a partir de tensión de alimentación CC.

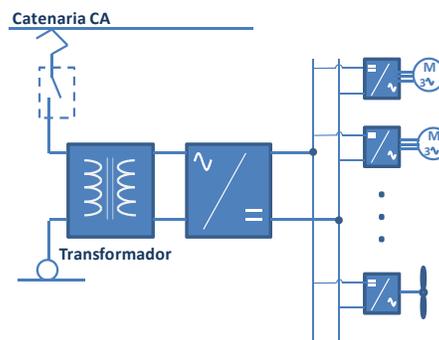


Figura 1.28 Inversores estáticos distribuidos para alimentación de servicios auxiliares. Conexión a un bus CC regulado generado a partir de tensión de alimentación CA.

Una configuración adicional es aquella representada en la Figura 1.29, en la que los inversores distribuidos se conecten directamente a la línea CC de alimentación del tren (sin bus intermedio) [22]. En este caso, deberán proporcionar aislamiento galvánico entrada-salida y tener en cuenta los rangos de variación de la tensión de alimentación que se recogen en la norma UNE EN 50163 [25].

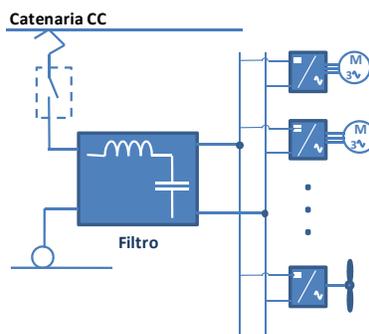


Figura 1.29 Inversores estáticos distribuidos para alimentación de servicios auxiliares. Conexión directa a la tensión CC de alimentación del tren.

En esta configuración, cada inversor es un inversor dedicado a una carga específica, lo que permite optimizar la salida del inversor según la carga que vaya a alimentar. En estos casos es habitual que la salida del inversor sea de tensión y frecuencia variable, de forma que pueda atender a un amplio rango de variación de la carga, arranque y apagado de las mismas de forma más eficiente.

Dado que se trata de inversores específicamente diseñados para una carga concreta, la norma IEEE Std 1476-2000 [22] establece que es responsabilidad del fabricante del vehículo proporcionar al fabricante del inversor los requisitos de interfaz de los inversores distribuidos.

### 1.5.3 Generación de tensión CC de baja tensión para servicios auxiliares

Aquellos servicios auxiliares que requieren baja tensión CC para su funcionamiento son alimentados por los convertidores estáticos que se abordan en este apartado. Según la norma IEEE

Std 1476-2000 [22], el fabricante del tren es el encargado de establecer las características del interfaz entre esta fuente y los demás sistemas de baja tensión tales como las baterías, etc.

Entre las cargas alimentadas desde este tipo de fuentes de tensión se distinguen cargas esenciales tales como iluminación de emergencia, radio y comunicaciones, control de puertas, etc.; y cargas no esenciales tales como la iluminación (excepto la de emergencia), cargas CC relacionadas con calefacción y aire acondicionado, etc. [21]. Dado que las cargas no esenciales no son vitales para el funcionamiento del tren se desconectan durante periodos de emergencia mientras que las esenciales se mantienen alimentadas mediante una batería de back-up. Es tarea del constructor del tren detallar las especificaciones para garantizar la continuidad de la alimentación de las cargas esenciales.

Entre las distintas configuraciones de fuentes CC de baja tensión, cabe citar como ejemplo las siguientes:

- Fuente CC de baja tensión que alimenta cargas no esenciales sin soporte de batería de *back-up*.
- Fuente CC de baja tensión que alimenta cargas esenciales con soporte de batería de *back-up*.

En caso de fallo de la fuente CC principal, las cargas esenciales para el funcionamiento del tren así como la iluminación de emergencia son alimentadas desde la batería del tren. En este caso, la tensión de entrada a considerar debe ser la de la batería, teniendo en cuenta el rango de variación dado por el fabricante de la misma.

- Fuente CC de baja tensión que alimenta cargas CC y simultáneamente recarga la batería de *back-up*.
- Cargador de baterías dedicado.  
Se trata de un convertidor estático utilizado exclusivamente para cargar un conjunto de baterías de back-up. Esta opción es bastante utilizada, ya que permite optimizar la carga de la batería.

En cualquiera de los casos mencionados, se requiere aislamiento galvánico entre la tensión de alimentación y la tensión de salida del convertidor. Dependiendo del país y del tipo de vehículo ferroviario la tensión CC de salida proporcionada por el convertidor auxiliar puede variar, siendo las tensiones CC más utilizadas: 24, 48, 72 ó 110V.

Desde el punto de vista de la entrada, los convertidores auxiliares con salida CC de baja tensión se pueden alimentar [22]:

- Directamente de la salida del inversor estático para alimentación de servicios auxiliares.
- Desde la tensión CC de alimentación del tren.
- A través de un convertidor intermedio.

## 1.6 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC opcional. Especificaciones y arquitecturas.

Dentro del sistema de alimentación de servicios auxiliares, cada aplicación concreta define el sistema de alimentación de servicios auxiliares para dar respuesta a sus necesidades particulares, combinando los distintos elementos descritos en el apartado anterior de distinta manera. Este sistema, a pesar de comprender varios convertidores, es denominado genéricamente como convertidor auxiliar.

La presente tesis doctoral se encuadra dentro de una aplicación industrial para la alimentación de servicios auxiliares en trenes con alimentación CC, donde el convertidor auxiliar debe proporcionar una tensión CA trifásica y una salida CC opcional destinada a alimentar un cargador de baterías. Los requisitos típicos de este tipo de convertidores se resumen en la Tabla 1-II. Habitualmente, se requiere que dichos convertidores presenten aislamiento galvánico entrada-salida, así como entre la salida CC y la salida CA. En términos de DAT, el valor máximo admisible debe ser establecido en conjunto por los fabricantes del vehículo y del inversor, aunque en la Tabla 1-II se proporcionan algunos valores de uso habitual.

Tabla 1-II Especificaciones habituales de convertidores auxiliares.

	Mínimo	Nominal	Máximo
<b>Tensión de catenaria (EN 50163)</b>	400	600	720
	500	750	900
	1000	1500	1800
	2000	3000	3600
<b>Salida CC (cargador de baterías) (EN 60077-1)</b>	16	24	30
	33	45	60
	53	72	90
	70	96	120
	77	110	137
<b>Salida CA trifásica</b>	400V <sub>CA</sub> (línea) ~ 50Hz		
<b>DAT máxima en la salida CA trifásica</b>	<4%, <7%, <14%		
<b>Aislamiento galvánico</b>	Entrada – salida		
	Salida CA – salida CC		

Dado que la salida CC no siempre se implementa, la presentación de las arquitecturas existentes en la actualidad se divide en dos grandes grupos:

- Convertidor auxiliar con salida CA trifásica.
- Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC (cargador de baterías).

### 1.6.1 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica

En el caso en el que la fuente de alimentación de los servicios auxiliares únicamente debe proporcionar una salida alterna trifásica, se distinguen dos posibilidades de implementación:

- Conexión directa de la salida del inversor a los motores.
- Conexión de la salida del inversor a las cargas a través de transformador y filtro AC.

#### 1.6.1.1 Conexión directa de la salida del inversor a los motores

En la Figura 1.30 se observa que cuando se utiliza la conexión directa a motores, no se prevé aislamiento galvánico ni filtro intermedio entre el inversor y la carga.

Dado que no se prevé aislamiento galvánico entre la tensión proveniente de la catenaria y los motores, es necesario garantizar que las cargas conectadas a la salida del inversor son capaces de soportar la tensión máxima (incluyendo transitorios) que pudieran aparecer en las fases de salida del inversor respecto a tierra [22]. Teniendo en cuenta las características requeridas para la aplicación considerada en esta tesis, resumidas en la Tabla 1-II, esta arquitectura no es válida para dicha aplicación dado que no proporciona aislamiento galvánico.

La modulación del inversor se suele realizar mediante técnicas PWM que generan una tensión pulsante en la salida del inversor. Sin embargo, los motores conectados a la salida del inversor filtran la corriente y únicamente responden al primer armónico de la tensión pulsante aplicada. Por tanto, no es necesario incluir una etapa de filtrado adicional.

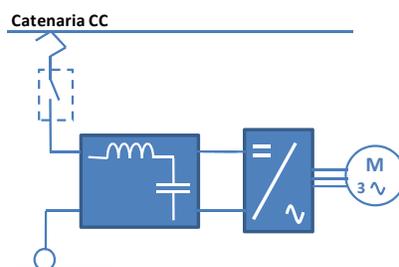


Figura 1.30 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica. Conexión directa a motores.

#### 1.6.1.2 Conexión de la salida del inversor a las cargas a través de transformador y filtro AC

La configuración representada en la Figura 1.31 corresponde a la conexión de las cargas a la salida del inversor a través de un filtro [27]. En ella se observa la existencia de aislamiento galvánico entre la tensión de alimentación del convertidor así como entre la salida CC y la salida CA. Además, la inclusión de un transformador permite adaptar los niveles de tensión y corriente a las cargas conectadas en la salida del convertidor auxiliar. Por otro lado, con objeto de cumplir las especificaciones relativas a la DAT máxima, la tensión generada por el inversor se filtra mediante un filtro LC encargado de eliminar las componentes armónicas debidas a la conmutación.

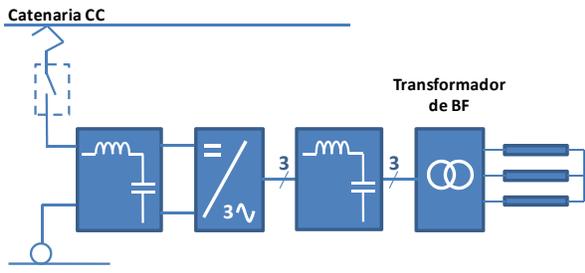
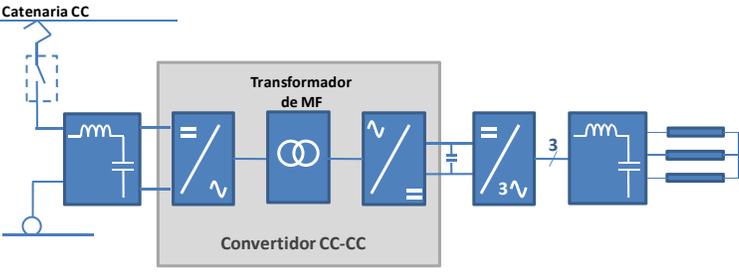
La frecuencia fundamental utilizada habitualmente en este esquema es de 50/60Hz. Con una frecuencia de trabajo tan baja, el transformador suele ser voluminoso y pesado. Con objeto de reducir estos parámetros, en los últimos años se ha propuesto una arquitectura ([28] - [33]) que permite utilizar transformadores cuya frecuencia de trabajo está en torno a los 400Hz (media

frecuencia, MF). El transformador forma parte de un convertidor CC-CC que genera un bus CC desde el que se alimenta el inversor que alimenta los equipos auxiliares. Como se puede ver en la Figura 1.32, mediante un inversor se genera una tensión CA de frecuencia en torno a los 400Hz que se aplica al primario del transformador. A su vez, el secundario del transformador se conecta a un rectificador y su correspondiente filtro para generar el bus CC.

Sin embargo, aunque este tipo de estructuras permite reducir el tamaño del transformador, el aumento de la frecuencia de conmutación provoca un comportamiento en cuanto a EMI y un aumento de pérdidas en los semiconductores que pueden suponer un serio problema de implementación, sobretodo en el caso de catenarias de alta tensión ( $\geq 1500V$ ). Además, esta configuración supone un aumento significativo del número de etapas y del número de semiconductores, que aumenta la complejidad del sistema y reduce su fiabilidad como consecuencia del elevado número de componentes implicados.

En la Tabla 1-III se resumen las ventajas e inconvenientes del convertidor auxiliar con salida CA trifásica, cuando éste se implementa con transformador de baja frecuencia y cuando se implementa con un transformador de media frecuencia.

Tabla 1-III Arquitecturas de convertidor auxiliar con salida CA trifásica y aislamiento galvánico entrada-salida.

CONVERTIDOR AUXILIAR CON SALIDA CA TRIFÁSICA		
<b>TRANSFORMADOR DE BF</b>	 <p>Figura 1.31 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica filtrada y transformador de baja frecuencia</p>	<p>[27]</p> <ul style="list-style-type: none"> <li><input checked="" type="checkbox"/> Aislamiento galvánico E/S</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Coste</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Fiabilidad</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Eficiencia</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Tamaño y peso del transformador</li> </ul>
<b>TRANSFORMADOR DE MF</b>	 <p>Figura 1.32 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica filtrada y transformador de media frecuencia</p>	<p>[28] - [33]</p> <ul style="list-style-type: none"> <li><input checked="" type="checkbox"/> Aislamiento galvánico E/S</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Menor peso y volumen del transformador</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> EMI</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> N° etapas</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> N° semiconductores</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Pérdidas en catenarias de alta tensión</li> </ul>

### 1.6.2 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC (cargador de baterías)

Una práctica habitual en el diseño de convertidores auxiliares es alimentar el cargador de baterías desde la salida del inversor. De esta forma, el cargador de baterías se alimenta desde un bus CA controlado y no es necesario diseñarlo para hacer frente a las variaciones de la tensión de la catenaria, ni introducir ningún convertidor adicional que acondicione la tensión de alimentación del

cargador de baterías. Asumiendo que el cargador de baterías se conecta en la salida del inversor, las arquitecturas habituales se resumen en la Tabla 1-IV.

#### ***1.6.2.1 Cargador de baterías conectado directamente a la salida del inversor***

En esta arquitectura, el cargador de baterías se alimenta directamente de la salida del inversor (Figura 1.33). Dado que la tensión de salida del inversor es una señal PWM cuadrada, es necesario incluir una bobina entre la salida del inversor y la entrada del rectificador, con objeto de limitar las derivadas de corriente y las pérdidas en los tiristores del rectificador.

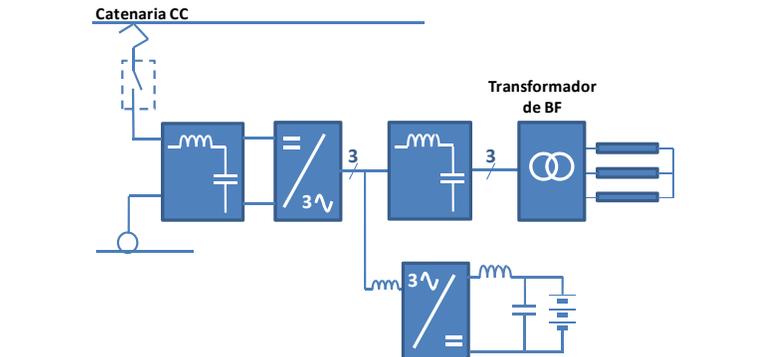
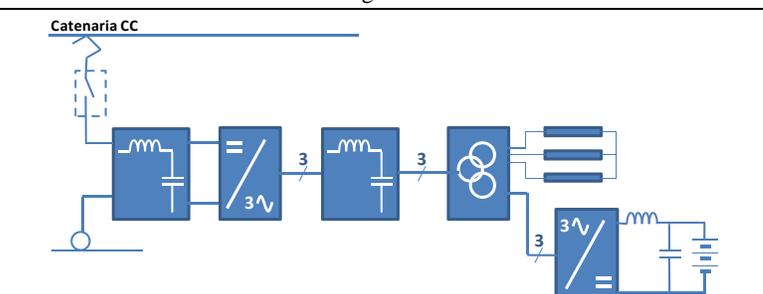
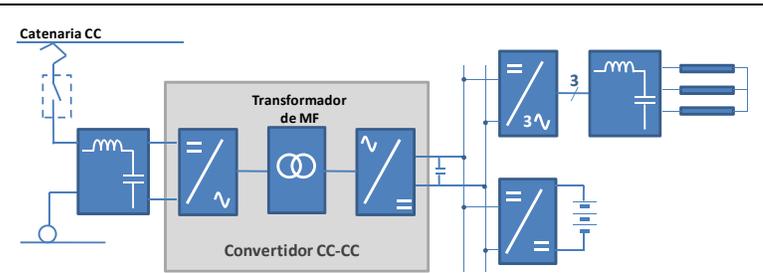
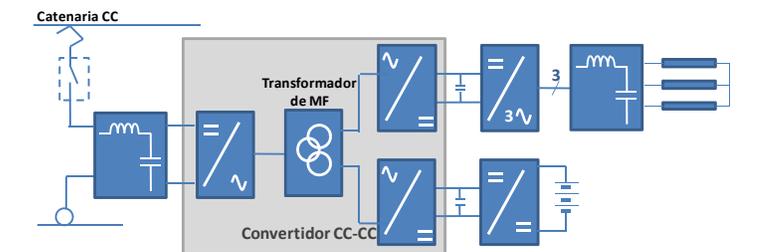
Sus principales desventajas se centran en la introducción de un elemento adicional, como es la bobina de filtro, que añade peso y volumen al conjunto, y en la falta de aislamiento galvánico entre la salida CC y la salida CA. Dada esta falta de aislamiento galvánico, esta arquitectura no cumple los requisitos expuestos en la Tabla 1-II y por tanto no será considerada en la presente tesis.

#### ***1.6.2.2 Cargador de baterías conectado al secundario del transformador***

Esta estructura se encuentra documentada en la literatura en [34] a [37]. Como se puede observar en la Figura 1.34, esta estructura permite proporcionar aislamiento galvánico no sólo entrada-salida sino también entre la salida CA y la salida CC. Igual que en el caso de un convertidor auxiliar con salida CA trifásica, el transformador de baja frecuencia necesario (50Hz) resulta voluminoso y pesado. Lo que ha llevado a plantear estructuras similares a las planteadas en el caso con una única salida CA trifásica pero añadiendo la salida CC que actúa como cargador de baterías.

Hasta el momento, no se han publicado en la literatura ninguna configuración con transformador de media frecuencia en el caso en el que el convertidor auxiliar deba proporcionar una salida CA trifásica y una salida CC utilizada como cargador de baterías. En la Figura 1.35 y en la Figura 1.36 se muestran dos posibles configuraciones que permitirían utilizar un transformador de media frecuencia en lugar del un transformador de baja frecuencia. Si se comparan ambas arquitecturas, la representada en la Figura 1.36 tiene la ventaja de proporcionar aislamiento galvánico no sólo entrada-salida, como la de la Figura 1.35, sino también aislamiento entre la salida CA y la salida CC. Sin embargo, esta prestación supone incluir un convertidor adicional en la estructura.

Tabla 1-IV Arquitecturas de convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC.

CONVERTIDOR AUXILIAR CON SALIDA CA TRIFÁSICA Y SALIDA CC		
<b>TRANSFORMADOR DE BF</b>	 <p>Figura 1.33 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC para carga de baterías. Conexión directa del cargador de baterías a la salida del inversor</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li><input checked="" type="checkbox"/> Aislamiento galvánico E/S</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> No aislamiento galvánico entre salida CC y salida CA</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Necesidad de bobina de filtro en la entrada del cargador de baterías</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Pérdidas en los tiristores del cargador de baterías</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Tamaño y peso del transformador</li> </ul>
<b>TRANSFORMADOR DE MF</b>	 <p>Figura 1.34 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC para carga de baterías. Conexión del cargador de baterías a un secundario del transformador</p>	<p>[34] - [37]</p> <ul style="list-style-type: none"> <li><input checked="" type="checkbox"/> Aislamiento galvánico E/S</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Aislamiento galvánico entre salida CC y salida CA</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Coste</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Fiabilidad</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Eficiencia</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Tamaño y peso del transformador</li> </ul>
<b>TRANSFORMADOR DE MF</b>	 <p>Figura 1.35 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC para carga de baterías con aislamiento entrada-salida mediante transformador de media frecuencia</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li><input checked="" type="checkbox"/> Aislamiento galvánico E/S</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Menor peso y volumen del transformador</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> No aislamiento galvánico entre salida CC y salida CA</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> EMI</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> N° etapas</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> N° semiconductores</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Pérdidas en catenarias de alta tensión</li> </ul>
<b>TRANSFORMADOR DE MF</b>	 <p>Figura 1.36 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC para carga de baterías con aislamiento entrada-salida y aislamiento entre cargas mediante transformador de media frecuencia</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li><input checked="" type="checkbox"/> Aislamiento galvánico E/S</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Menor peso y volumen del transformador</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Aislamiento galvánico entre salida CC y salida CA</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> EMI</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> N° etapas</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> N° semiconductores</li> <li><input checked="" type="checkbox"/> Pérdidas en catenarias de alta tensión</li> </ul>

### 1.6.3 Selección de la arquitectura del convertidor auxiliar

La sustitución del transformador de BF (Figura 1.31, Figura 1.33, Figura 1.34) por arquitecturas que permiten utilizar un transformador de MF (Figura 1.32, Figura 1.35, Figura 1.36), permite reducir el tamaño y el peso de dicho elemento. Sin embargo, implica un aumento sustancial de la complejidad del sistema completo, aumentando el número de etapas y de semiconductores. Ello redundaría en una potencial pérdida de robustez y fiabilidad. Por otro lado, el aumento de la frecuencia de conmutación de los semiconductores supone un aumento de las pérdidas de conmutación, especialmente en el caso de catenarias de alta tensión ( $\geq 1500\text{V}$ ). La comparación de ambas arquitecturas en términos de ventajas e inconvenientes se resume en la Tabla 1-V.

Tabla 1-V Comparación entre arquitecturas de convertidor auxiliar. Transformador de BF vs. Transformador de MF.

	Transformador de BF	Transformador de MF
Ventajas	Coste Fiabilidad Eficiencia Mejor EMI	Reducción de peso y volumen del transformador
Inconvenientes	Peso y volumen del transformador	Nº de etapas Nº de semiconductores Menor fiabilidad Aumento de las pérdidas de conmutación (especialmente en catenarias $\geq 1500\text{V}_{\text{CC}}$ )

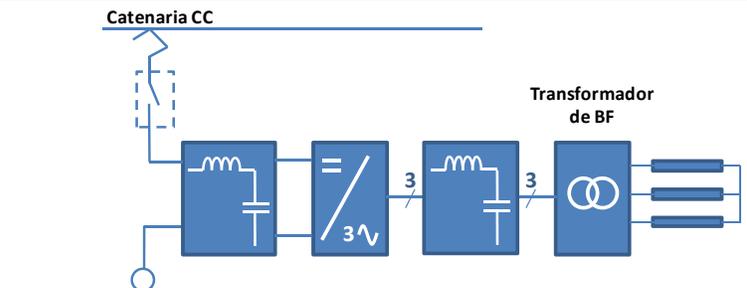
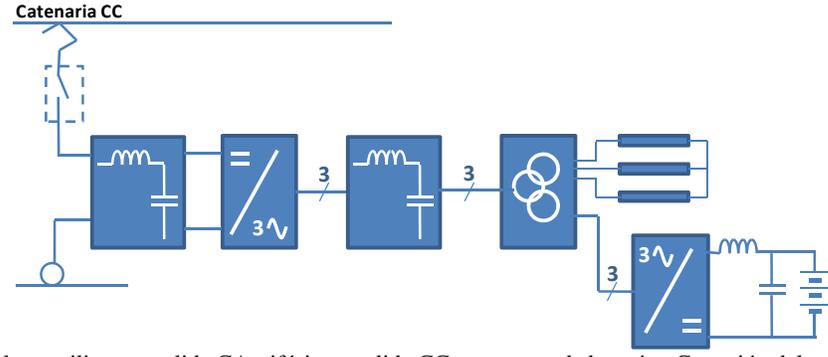
Desde este punto de vista, las topologías tradicionales con transformador de BF suponen actualmente una solución cuya relación coste-fiabilidad-eficiencia es muy buena. Por ello, el volumen de fabricación de este tipo de arquitecturas es mayor que el de aquellas con transformador de media frecuencia.

Dado que en la actualidad existen un número muy alto de arquitecturas de baja frecuencia en servicio, y que su volumen de producción para nuevas unidades de material rodante sigue siendo mayor que el volumen de fabricación de las arquitecturas de media frecuencia, la presente tesis se ha centrado en la problemática asociada a aquellas arquitecturas con transformador de baja frecuencia y que cumplen los requisitos de la Tabla 1-II.

En la Tabla 1-VI se recogen los diagramas de bloques de las dos arquitecturas más significativas, sobre las que se han centrado los dos grandes bloques de la presente tesis doctoral, como se explica en detalle en el apartado 1.7 dedicado a la problemática existente y a la oportunidad de mejora asociada a dicha problemática.

La primera de las arquitecturas, corresponde a una fuente de alimentación de servicios auxiliares que únicamente debe proporcionar una tensión CA trifásica regulada a un conjunto de cargas CA. Por otro lado, en el caso de la segunda arquitectura, la fuente de alimentación de servicios auxiliares proporciona tanto una salida CA trifásica regulada como una salida CC destinada a cargar un conjunto de baterías.

Tabla 1-VI Arquitecturas de convertidor auxiliar seleccionadas para el desarrollo de esta tesis doctoral.

CONVERTIDOR AUXILIAR	
SALIDA CA TRIFÁSICA	 <p style="text-align: center;"> <b>Catenaria CC</b>        Convertidor auxiliar con salida CA trifásica filtrada y transformador de baja frecuencia     </p>
SALIDA CA TRIFÁSICA Y SALIDA CC	 <p style="text-align: center;"> <b>Catenaria CC</b>        Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC para carga de baterías. Conexión del cargador de baterías a un secundario del transformador     </p>



## 1.7 Problemática y oportunidad de mejora

A la hora de diseñar y construir un inversor, uno de los retos que se presentan es el cumplimiento de las especificaciones relativas a la DAT máxima admisible en la tensión CA de salida. En el caso de los servicios auxiliares para ferrocarril, el valor máximo admisible depende de las cargas que vaya a alimentar el inversor, y su valor se fija como un compromiso entre el coste de filtrado del inversor y su fiabilidad frente al coste y el impacto que los armónicos generados puedan tener sobre las cargas.

Idealmente, las cargas conectadas a la salida CA deberían alimentarse con una señal sinusoidal pura. Dado que en la realidad esto no es posible, el parámetro que permite medir la desviación de la señal proporcionada respecto a la situación ideal es la Distorsión Armónica Total, cuya definición se incluye en (1.1), donde se evalúa la presencia de armónicos no deseados en relación al armónico fundamental.

$$DAT^2 = \frac{\sum_{n=2}^N V_{p_{o_n}}^2}{V_{p_{o_1}}^2} \quad (1.1)$$

Donde:

- $V_{p_{o_n}}$  Amplitud del armónico  $n$ ésimo presente en la tensión de salida.
- $V_{p_{o_1}}$  Amplitud del armónico fundamental de la tensión de salida.
- $N$  N° total de armónicos considerados
- $n$  orden armónico

El origen de los armónicos no deseados en la tensión de salida CA del convertidor auxiliar es debido a dos causas fundamentales:

- Armónicos debidos a la modulación del inversor

La tensión de salida del inversor está formado por un armónico de frecuencia fundamental y una serie de armónicos no deseados debidos a la conmutación, que generalmente se sitúan en alta frecuencia.

El espectro armónico de dicha tensión es característico de la técnica de modulación utilizada. Por tanto, la reducción del contenido armónico presente en la tensión de salida del inversor o su desplazamiento a frecuencias mayores, permite aumentar la frecuencia de corte del filtro necesaria para obtener la misma DAT en la tensión de salida del convertidor y, por lo tanto, reducir el tamaño y el peso tanto de la inductancia como del condensador que lo conforman.

- Armónicos de baja frecuencia debidos a cargas no lineales

Se considera carga no lineal a aquellos dispositivos que, siendo alimentados con tensión sinusoidal, absorben corriente no sinusoidal. Por regla general, se trata de cargas electrónicas que se caracterizan por absorber corriente únicamente durante ciertos intervalos de tiempo dentro del periodo. Como consecuencia, se trata de corrientes con un alto contenido en armónicos de baja frecuencia.

Dichos armónicos de baja frecuencia circulan por las impedancias del sistema y provocan la aparición de armónicos de baja frecuencia en la tensión de salida, aumentando significativamente la distorsión armónica total presente en la misma. Dado que la tensión proporcionada por la salida CA alimenta mayoritariamente motores, la presencia de armónicos de baja frecuencia provoca la aparición de pares parásitos en el motor, aumentando sus pérdidas y disminuyendo su vida útil.

Por tanto, la reducción de la DAT se plantea como una oportunidad de mejora que no sólo redunda en un mejor cumplimiento de las especificaciones del convertidor auxiliar, sino también en una reducción de los elementos más voluminosos de convertidor y en la mejora de las condiciones de operación de los dispositivos alimentados por el mismo (motores conectados en la salida CA).

Desde este punto de vista, se distinguen dos campos de trabajo complementarios en lo que respecta a la DAT:

- Reducción de la DAT de alta frecuencia.
- Reducción de la DAT de baja frecuencia.

Las técnicas aplicables en ambos casos son diferentes, y se estudian en profundidad a lo largo del estado de la técnica que se incluye en el capítulo 2 de este documento.

## Referencias

- [1] F. Schmid, C. J. Gooman, “Electric Railway Systems in Common Use”, 4<sup>th</sup> Institution of Engineering and Technology Professional Development Course on Railway Electrification Infrastructure and Systems, 2009, pp. 6-20, ISBN: 9781849191333, ISSN: 0537-9989.
- [2] European Commission “EU energy and transport figures, statistical pocketbook 2010” pp. 151 ISBN. 978-92-79-13815-7
- [3] Ficha técnica del convertidor de tracción 3000VDC de tranelec. [www.tranelec.com](http://www.tranelec.com)
- [4] A. Steimel, “Electric Traction – Motive Power and Energy Supply. Basics and Practical Experience”, Oldenbourg Industieverlag, Munchen, 2008, Chapter 4, ISBN: 978-3-8356-3132-8
- [5] UNE-EN 50121-3-2: 2006 “Usos de ferrocarril - compatibilidad Electromagnética - la Parte 3-2: Material rodante – Aparato”
- [6] A. Steimel, “Electric Traction – Motive Power and Energy Supply. Basics and Practical Experience”, Oldenbourg Industieverlag, Munchen, 2008, Chapter 6, ISBN: 978-3-8356-3132-8
- [7] G. Zhang, Z. Liu, L. Wang, L. Diao, “A DC Power Supply Converter System with very Low Harmonics for Railway Vehicles”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference 2008, VPPC’08, ISBN: 978-1-4244-1848-0
- [8] C. Heising, R. Bartelt, M. Oettmeier, V. Staudt, A. Steimel, “Analysis of Single Phase 50kW 16.7Hz PI-Controlled Four-Quadrant Line-Side Converter under different Grid Characteristics”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, N° 2, February 2010, ISSN: 0278-0046
- [9] C. Heising, M. Oettmeier, R. Bartelt, V. Staudt, A. Steimel, “Integrated Control of Single Phase Four Quadrant Line-Side Converter and Machine-Side Inverter for Railway Traction Applications”, 13th European Conference on Power Electronics and Applications 2009, EPE ’09, ISBN: 978-1-4244-4432-8
- [10] C. Heising R. Bartelt, V. Staudt, A. Steimel, “Single-phase 50kW 16.7Hz Four Quadrant Line-Side Converter for Railway Application”, 13th Power Electronics and Motion Control Conference 2008, EPE-PEMC 2008, pp. 521-527, ISBN: 978-1-4244-1741-4
- [11] K. Chao, P. Chen, C. Cheng, “A Three Level converter with Output Voltage Control for High Speed Railway Tractions”, 33rd Annual conference of the IEEE Industrial Electronics Society 2007, IECON ’07, pp. 1793-1798, ISBN: 1-4244-0783-4
- [12] T. Kormska, Z. Peroutka, “Main traction Converter with Medium Frequency Transformer: Control of converters around MF transformer”, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion 2008 (SPEEDAM 08), Italy, ISBN 978-1-4244-1664-6.
- [13] J. Martin, P. Ladoux, B. Chauchat, J. Casarin, S. Nicolau, “Medium Frequency Transformer for Railway Traction: Soft Switching Converter with High Voltage Semiconductors”, International Symposium on Power Electronics, electric Drives, Automation and Motion, 2008, SPEEDAM ’08, pp. 1180-1185, ISBN: 978-1-4244-1664
- [14] V. Blahnik, Z. Peroutka, J. Zak, T. Komrska, “Traction converter with medium-frequency transformer for railway applications: Direct current control of primary active rectifiers”, Power Electronics and Applications, 2009. EPE ’09. ISBN: 978-1-4244-4432-8
- [15] J. Casarin, P. Ladoux, J. Martin, B. Chauchat, “AC/DC Converter with Medium Frequency

- Link for Railway Traction Application. Evaluation of semiconductor losses and operating limits”, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion 2010, SPEEDAM '10, pp. 1706-1711, ISBN: 978-1-4244-4987-3
- [16] H. Hoffman, B. Piepenbreier, “High Voltage IGBTs and Medium Frequency Transformer in DC-DC converters for Railway Applications”, International Symposium in Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2010, pp. 744-749, ISBN: 978-1-4244-4987
- [17] M. Steiner, H. Reinold, “Medium Frequency Topology in Railway Applications”, Conference on Power Electronics and Applications 2007, pp. 1-10, ISBN: 978-92-75815-10-8
- [18] M. M. Bakran, H. G. Eckel, P. Eckert, H. Gambach, U. Wenkemann, “Comparison of Multi-system Traction Converters for High Power Locomotives” Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference 2004 (PESC 04), Aachen Germany, ISBN: 0-7803-8399-0
- [19] P. Drabek, M. Pittermann, M. Cedi, “Primary traction converter for multi-system locomotives” IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2010, ISBN: 978-1-4244-6390-9
- [20] Z. Peroutka, V. Blahník, J. Žák, T. Komrská, “Compensation of low-frequency disturbances for traction converter with medium-frequency transformer for multi-system suburban units”, 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 ISBN 978-1-4244-7856-9
- [21] IGBT-based BOMBARDIER MITRAC AU auxiliary converter family.  
<http://www.bombardier.com/en/transportation/products-services/propulsion---controls/product-overview/auxiliary-converter?docID=0901260d8000e55a>
- [22] IEEE Standard for Passenger Train Auxiliary Power Systems Interfaces, IEEE Std 1476-2000 (R2008), Approved 30 March 2000 and Reaffirmed 25 September 2008 Print ISBN: 0-7381-1964-4, PDF ISBN. 0-7381-1965-2
- [23] A. Rufer, N. Shibli, C. Charbert, C. Zimmerman, “Configurable Front-End Converters for Multicurrent Locomotives operated on 16 2/3 Hz and 3kV DC Systems” IEEE Transactions on Power Electronics, Septiembre 2003, Volume: 18 , Issue: 5, Pp: 1186 – 1193, ISSN : 0885-8993
- [24] “Bombardier. Focus on Benelux”, © 2008, Bombardier Inc. or its subsidiaries, Printed in Germany/10207/GRP/07-2008/en
- [25] UNE-EN 50163:2005, “Aplicaciones ferroviarias. Tensiones de alimentación de las redes de tracción”.
- [26] IEEE Std. 519-1995 (Revision of IEEE Std 519-1981) “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems” ISBN 0-7381-0915-0
- [27] S. Inarida, T. Kaneko, “A novel power control method achieving high reliability of auxiliary power supply system for trains” European Conference on Power Electronics and Applications 2005, EPE '05, ISBN: 90-75815-09-3
- [28] H. Cha, R. Ding, Q. Tang, F. Z. Peng, “Design and Development of High-Power DC-DC Converter for Metro Vehicle System” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 44, N° 6, November/December 2008, pp. 1795-1804, ISSN:0093-9994
- [29] O. Deblecker, A. Moretti, F. Valleé, “Comparative Study of Soft-Switched Isolated DC-DC converters for Auxiliary Railway Supply”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 5, pp. 2218–2229, September 2005

- [30] D. Vinnikov, J. Laugis, T. Jalakas, “Development of Auxiliary Power Supplies for the 3.0 kV DC Rolling Stock” IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007, pp. 359 – 364.
- [31] D. Vinnikov, J. Laugis, “High voltage Auxiliary Power Supply with the simplified power circuit topology for the DC trains”, 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, 2007. EPQU 2007, ISBN: 978-84-690-9441-9
- [32] D. Vinnikov, M. Egorov, R. Strzelecki<sup>2</sup>, “Evaluative Analysis of 2- and 3-level DC/DC Converters for High-Voltage High-Power Applications” Compatibility and Power Electronics, 2009 (CPE '09), pp. 432 – 437
- [33] C. Y. Inaba, Y. Konishi, M. Nakaoka, “High Frequency transformer – Assisted Passive Soft Switching PWM DC-DC Converter with Energy Recovery for Compact Auxiliary Power Supply in Rolling Stock Transportation” 38th IAS Annual Meeting Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003. Vol: 3, pp: 1906 – 1911
- [34] R. Y. Faddoul, M. J. Baker, “Auxiliary Power Supply Systems for Rail Vehicles” IEE Colloquium on Update on New Power Electronic Techniques 1997.
- [35] L. G. Ping, Wintermeyer, “Highly Reliable Power Supply for Passenger Coaches”, International Conference on Railway Engineering - Challenges for Railway Transportation in Information Age, 2008. ICRE 2008, ISSN : 0537-9989
- [36] R. Y. Faddoul, S. R. Stone, “Auxiliary inverter for traction”, IEE Colloquium on GTO's, Rival Devices and Applications, 1988
- [37] P. G. E. Vos, “The Auxiliary Power Supply System for Double Deck Trains”, IEE Colloquium on Auxiliary Power Supplies for Rolling Stock, 1992



# 2

## Estado de la técnica y objetivos



Estación del Norte, Madrid, 04/01/2008  
Autor: Antón Osolev, Fuente: Flickr



Universidad  
Carlos III de Madrid



<b>2</b>	<b>ESTADO DE LA TÉCNICA Y OBJETIVOS.....</b>	<b>51</b>
<b>2.1</b>	<b>Distorsión Armónica Total de Alta Frecuencia.....</b>	<b>53</b>
2.1.1	Técnicas de modulación PWM con portadora .....	55
2.1.1.1	Técnicas de modulación PWM con portadora y moduladora sinusoidal .....	55
2.1.1.2	Técnicas de modulación PWM con portadora y moduladora NO sinusoidal .....	57
2.1.2	Técnicas PWM de modulación mediante vector espacial.....	61
2.1.3	Técnicas de modulación programadas. Eliminación de Armónicos .....	65
2.1.4	Resumen del estado de la técnica para la reducción de la DAT en Alta Frecuencia .....	68
2.1.5	Breve descripción de la solución propuesta para reducir la DAT en alta frecuencia .....	70
<b>2.2</b>	<b>Distorsión Armónica Total de Baja Frecuencia .....</b>	<b>73</b>
2.2.1	Distorsión de la tensión de salida debido a la presencia de una carga no lineal .....	73
2.2.2	Reducción del contenido armónico demandado por la carga mediante la selección de la topología del cargador de baterías .....	75
2.2.2.1	Rectificadores trifásicos conmutados con la tensión de línea.....	75
2.2.2.2	Rectificadores trifásicos PWM.....	77
2.2.2.3	Rectificadores híbridos.....	79
2.2.2.4	Justificación de la topología seleccionada para el cargador de baterías.....	81
2.2.3	Control mediante múltiples lazos .....	82
2.2.3.1	Lazo interno de corriente .....	83
2.2.3.2	Lazo externo de tensión .....	85
2.2.3.3	Aplicabilidad del control mediante múltiples lazos a la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada .....	86
2.2.4	Filtrado .....	89
2.2.4.1	Filtros pasivos .....	90
2.2.4.2	Filtros activos.....	91
2.2.4.3	Filtros Híbridos .....	94
2.2.4.4	Aplicabilidad de las técnicas de filtrado descritas a la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada .....	94
2.2.5	Resumen del estado de la técnica para la reducción de la DAT en Baja Frecuencia.....	95
2.2.6	Breve descripción de la solución propuesta para reducir la DAT en Baja Frecuencia.....	98
<b>2.3</b>	<b>Objetivos .....</b>	<b>101</b>
	<b>Referencias .....</b>	<b>103</b>



## 2 Estado de la técnica y objetivos

Actualmente, uno de los requisitos que se exigen a las fuentes de alimentación de servicios auxiliares en ferrocarril, es la generación de un bus CA con una distorsión armónica muy baja. Desde el punto de vista de las fuentes de generación de armónicos que distorsionan la tensión de salida, se distinguen varias fuentes de armónicos: la técnica de modulación, tiempos muertos en el disparo de los interruptores [38], efectos no lineales del filtro de salida, cargas no lineales conectadas al bus CA, etc.

Sin embargo, a pesar de existir múltiples fuentes de armónicos, dos de ellas son las más significativas desde el punto de vista de su contribución a la distorsión armónica total de la tensión de salida del convertidor: el propio inversor, a través de su modulación, y cargas electrónicas no lineales caracterizadas por demandar corriente con alto contenido armónico de baja frecuencia.

Por tanto, si se considera el orden de los armónicos no deseados que se generan en cada uno de los dos casos, se distinguen dos ámbitos complementarios que contribuyen a la distorsión armónica total, como se justifica a lo largo del presente capítulo:

- Distorsión armónica total de alta frecuencia ( $DAT_{AF}$ ) debida a la modulación.
- Distorsión armónica total de baja frecuencia ( $DAT_{BF}$ ) debida a la presencia de cargas no lineales en el sistema.

Ambos puntos de vista son complementarios, sin embargo presentan características propias que los distinguen y las soluciones existentes para cada uno de los casos son diferentes. A lo largo del presente capítulo se desarrolla el estado de la técnica enfocado desde ambos puntos de vista, para finalmente establecer los objetivos de la presente tesis doctoral.



## 2.1 Distorsión Armónica Total de Alta Frecuencia

La DAT de alta frecuencia ( $DAT_{AF}$ ) está relacionada con los armónicos debidos a la modulación del inversor. Cada técnica de modulación genera un primer armónico y una serie de armónicos no deseados, que se distribuyen dentro del espectro armónico de la tensión de salida del inversor según un patrón que es característico de cada una de ellas.

Habitualmente, la reducción del contenido armónico en la tensión de salida de los convertidores auxiliares se lleva a cabo mediante un filtro pasivo situado entre la salida del inversor y el bus CA generado para alimentar los servicios auxiliares, como se representa en la Figura 2.1.

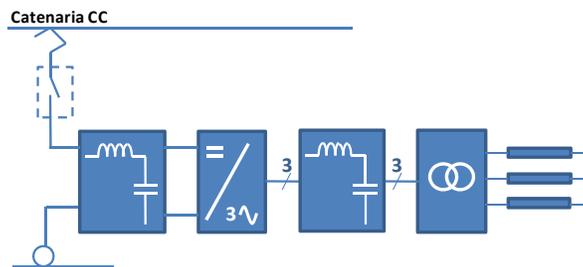


Figura 2.1 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica filtrada y transformador de baja frecuencia.

El filtro está formado por una inductancia en serie (habitualmente integrada dentro del transformador) y un condensador en paralelo. El tamaño de estos elementos no es despreciable, y supone una parte significativa del volumen y el peso total del convertidor, junto con el transformador de baja frecuencia. Dicho peso y volumen se ve incrementado a medida que la frecuencia de corte del filtro se reduce. Por tanto, si el contenido armónico no deseado es desplazado hacia frecuencias mayores, es posible reducir el tamaño del filtro sin dejar de cumplir las especificaciones relativas a la DAT en el bus CA de salida. Para ello basta con aumentar la frecuencia de conmutación, sin embargo, es necesario tener en cuenta que en aplicaciones de alta potencia y alta tensión, como las fuentes auxiliares de ferrocarril, la frecuencia de conmutación se encuentra limitada por las pérdidas en los interruptores del inversor.

A lo largo de las últimas décadas, las técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM) han sido objeto de gran interés por parte de los investigadores. Desde la técnica de modulación PWM sinusoidal (SPWM) analógica hasta las técnicas PWM digitales desarrolladas a medida que se ha desarrollado la tecnología de microprocesadores, se han estudiado e implementado una gran cantidad de técnicas de modulación diferentes. Sin embargo, todas ellas tienen un objetivo común: generar una determinada tensión fundamental de línea en la salida del inversor. Una vez conseguido este objetivo, se pueden considerar objetivos secundarios que permitan optimizar otros aspectos tales como minimización de pérdidas, distorsión armónica, etc. Por ello, el estudio de las características propias de cada técnica de modulación permite identificar la más adecuada para cada caso. En la Figura 2.2 se representa mediante bloques la clasificación de las distintas técnicas de modulación.

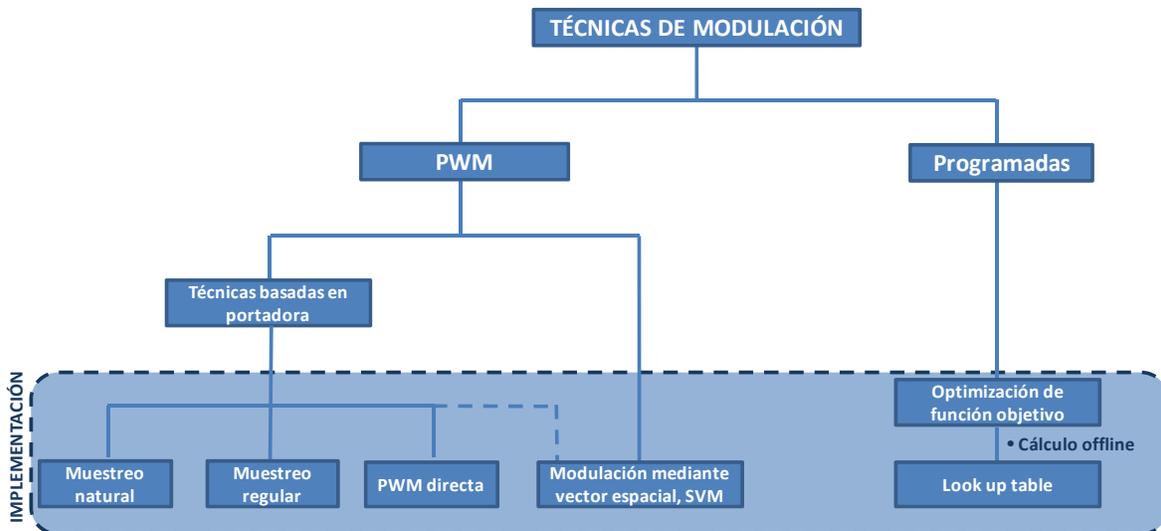


Figura 2.2 Clasificación de las técnicas de modulación de inversores y su implementación.

Típicamente, las técnicas de modulación de inversores se pueden clasificar en dos grandes grupos, atendiendo a cómo se generan los pulsos de disparo de los interruptores:

- Técnicas de modulación PWM

Se trata de técnicas de modulación con frecuencia de conmutación fija. En función de cómo se determine la posición del pulso de disparo dentro del periodo de conmutación se distinguen dos subconjuntos de técnicas PWM:

- \* Técnicas de modulación PWM basadas en portadora

La posición y duración del pulso de disparo dentro del periodo de conmutación viene determinada por la comparación de una señal portadora de frecuencia la de conmutación, y una señal moduladora de frecuencia la frecuencia fundamental que se desea generar en la salida del inversor.

Este tipo de técnicas se pueden implementar de tres formas distintas:

- *Muestreo natural*: los flancos de la señal de disparo corresponden a la intersección de una portadora de alta frecuencia y una moduladora o referencia de la frecuencia fundamental. Implementación analógica.
- *Muestreo regular*: los flancos de la señal de disparo corresponden a la intersección de una portadora de alta frecuencia con una señal de referencia muestreada a una cierta frecuencia constante. Implementación digital.
- *PWM directa*: los pulsos de disparo se calculan de forma que la integral del área de la señal de referencia dentro del periodo de conmutación sea la misma que la integral del pulso correspondiente en la salida conmutada del inversor. Habitualmente no se usa porque implica la necesidad de integrar en el periodo de conmutación [39].

La técnica seleccionada para la implementación tiene cierta influencia sobre el patrón armónico de la técnica de modulación, sin embargo, su efecto sobre la DAT sólo es significativo para índices de modulación en frecuencia menores de 15 [39]. Siendo el índice de modulación en frecuencia la relación entre la frecuencia de la señal de referencia (moduladora) y la señal portadora, (2.1).

$$m_f = \frac{f_{port}}{f_{mod}} \quad (2.1)$$

- \* Técnicas de modulación PWM mediante vector espacial (SVM, *Space Vector Modulation*).

Su principal diferencia respecto a la modulación PWM con portadora radica en que en lugar de utilizar tres señales moduladoras de referencia (una para cada fase), utiliza un único vector de referencia mediante la aplicación de la teoría de vector espacial [40]. Se trata de una técnica orientada a la implementación digital, que presenta de forma inherente distintos grados de libertad [41] (posicionamiento del pulso del periodo de conmutación, secuencia de disparo de los interruptores, etc.) que pueden ser utilizados para la optimización de prestaciones tales como las pérdidas, el contenido armónico, etc. como se explica en el apartado 2.1.2.

- Técnicas de modulación programadas

Se caracterizan por no tener una frecuencia de conmutación fija y requerir procedimientos numéricos para determinar la duración de los pulsos y su distribución dentro del periodo fundamental. Como consecuencia, la determinación de los patrones de disparo se suele realizar *off line* debido a su alto coste computacional, y los patrones de disparo resultantes se almacenan en una tabla de control o *look up table* (LUT).

## 2.1.1 Técnicas de modulación PWM con portadora

### 2.1.1.1 Técnicas de modulación PWM con portadora y moduladora sinusoidal

Las primeras señales moduladoras utilizadas en la modulación basada en portadora fueron sinusoidales (SPWM). En ella, la tensión de disparo de los interruptores se obtiene mediante la comparación de una portadora triangular de alta frecuencia y una moduladora sinusoidal, obteniéndose una señal de disparo de frecuencia de conmutación fija, e igual a la de la portadora, y ancho de pulso variable.

Si se define el índice de modulación como la relación entre la amplitud de la moduladora respecto a la amplitud de la portadora (2.2), se distinguen tres zonas de funcionamiento: zona de funcionamiento lineal ( $m_a < 1$ ), zona de sobremodulación ( $m_a \geq 1$ ) y zona de onda cuadrada ( $m_a \gg 1$ ).

$$m_a = \frac{V_{p_{mod}}}{V_{p_{port}}} \quad (2.2)$$

Donde:

$V_{p_{mod}}$  Amplitud de la moduladora.

$V_{p_{port}}$  Amplitud de la portadora.

En la zona de funcionamiento lineal, la amplitud del primer armónico generado en cada rama del inversor es proporcional al índice de modulación  $m_a$ , mientras que en la zona de sobremodulación y de onda cuadrada, se pierde la linealidad en el control del primer armónico y provoca la aparición de armónicos de baja frecuencia ( $5^\circ$ ,  $7^\circ$ ,  $11^\circ$ ) que aumentan la distorsión de la tensión de salida y, dada su baja frecuencia, son difíciles de filtrar. Como consecuencia, la zona de trabajo preferida es la zona de modulación lineal de la SPWM.

Atendiendo a la modulación de un inversor trifásico en zona lineal ( $m_a < 1$ ), la amplitud del primer armónico de la tensión de línea de salida viene dada por (2.3) donde se observa que ésta amplitud es directamente proporcional al índice de modulación  $m_a$ .

$$V_{p_{AB-1}} = \sqrt{3} \cdot V_{p_{A0-1}} = \sqrt{3} \cdot \frac{V_{IN}}{2} \cdot m_a \quad (2.3)$$

Donde:

$V_{p_{AB-1}}$  Amplitud de la tensión de línea de salida del inversor para el primer armónico.

$V_{p_{A0-1}}$  Amplitud de la tensión en la rama A del inversor respecto a la referencia de su tensión de alimentación, para el primer armónico.

$V_{IN}$  Tensión de alimentación del inversor.

En cuanto al espectro armónico de la tensión de línea característico de la SPWM, éste se representa en la Figura 2.3 donde la amplitud de cada armónico es función del índice de modulación ( $m_a$ ) y los armónicos no deseados se distribuyen en forma de bandas laterales alrededor de los múltiplos enteros del índice de modulación en frecuencia ( $m_f$ ). En la Tabla 2-I se detalla la amplitud de cada armónico en función de  $m_a$ .

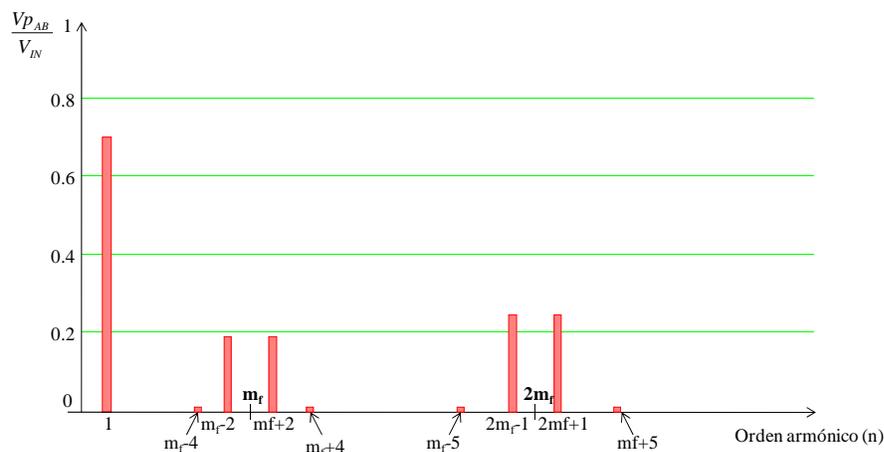


Figura 2.3 Espectro armónico de la tensión de línea de salida del inversor inversor utilizando PWM sinusoidal.  $m_a=0,8$ .

Como se puede observar en el espectro armónico representado en la Figura 2.3, los primeros armónicos se sitúan en torno al índice de modulación en frecuencia ( $m_f$ ) por lo que se puede deducir que para una misma frecuencia fundamental basta con aumentar la frecuencia de conmutación para desplazar los armónicos no deseados a frecuencias mayores. De esta forma, es posible sintonizar el

filtro a una frecuencia mayor y, por lo tanto, reducir el peso y el volumen de dicho filtro. Sin embargo, se debe tener en cuenta que este aumento de la frecuencia de conmutación lleva aparejado un aumento de las pérdidas en conmutación de los interruptores del inversor ([42], [43]).

Tabla 2-I Tensión de pico de los armónicos presentes en la tensión de línea de salida del inversor con modulación SPWM, para un  $m_f > 15$ , múltiplo de tres e impar [42].

$m_a \rightarrow$	0,2	0,4	0,6	0,8	1
$n \downarrow$					
1	0,172	0,346	0,519	0,693	0,865
$m_f \pm 2$	0,014	0,042	0,113	0,191	0,275
$m_f \pm 4$				0,007	0,016
$2 m_f \pm 1$	0,164	0,283	0,321	0,272	0,157
$2 m_f \pm 5$				0,011	0,028
$3 m_f \pm 2$	0,038	0,120	0,175	0,153	0,054
$3 m_f \pm 4$		0,009	0,041	0,091	0,136
$4 m_f \pm 1$	0,141	0,136	0,007	0,091	0,059
$4 m_f \pm 5$			0,030	0,072	0,103
$4 m_f \pm 7$				0,014	0,042

Otro aspecto a tener en cuenta en las conexiones trifásicas a tres hilos es que la ausencia de neutro permite que los armónicos múltiplos de tres presentes en la tensión generada en cada rama del inversor desaparezcan de forma natural en la tensión de línea, dado que presentan secuencia homopolar. Como consecuencia, es posible aprovechar este grado de libertad adicional para inyectar secuencias homopolares en las señales de referencia (moduladoras) de cada una de las ramas, de forma que se mejore alguna de las siguientes características: extender el rango lineal de modulación, reducir las pérdidas o mejorar la calidad de la forma de onda de salida. Lo que da lugar a las técnicas de modulación PWM con moduladora no sinusoidal ([44]-[48]).

**2.1.1.2 Técnicas de modulación PWM con portadora y moduladora NO sinusoidal**

Haciendo uso del grado de libertad adicional que proporciona la conexión a tres hilos, la inyección de secuencias homopolares ha permitido desarrollar múltiples técnicas de modulación con la característica común de utilizar moduladoras no sinusoidales ([44]-[48]).

La más sencilla de ellas consiste en inyectar una cierta cantidad de tercer armónico [45] en la señal de referencia, con objeto de aumentar el rango de modulación lineal, ya que se evita la pérdida de pulsos en la zona correspondiente al máximo de la moduladora sinusoidal, como se puede apreciar en la Figura 2.4.

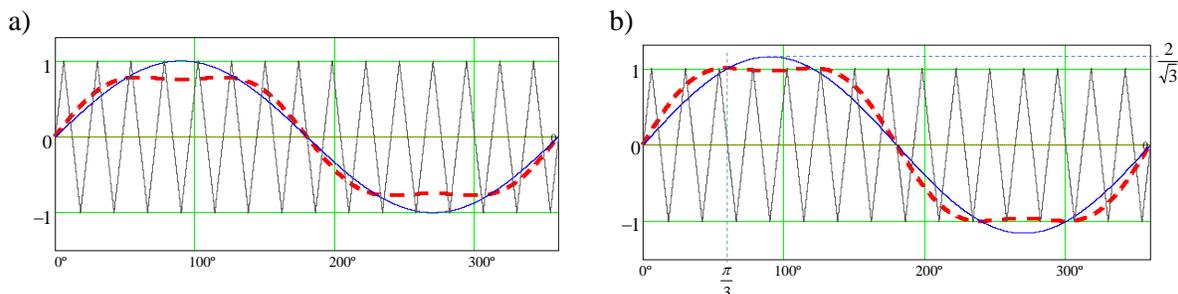


Figura 2.4 Tensión de referencia para modulación SPWM y PWM con inyección de 1/6 de tercer armónico: a)  $m_a=1$  y b)  $m_a=1,15$ .

La señal moduladora para la PWM con inyección de tercer armónico (THIPWM) queda definida mediante la expresión (2.4).

$$v_{\text{mod\_THIPWM}} = m_a \cdot \text{sen}(\omega t) + K \cdot m_a \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega t) \quad (2.4)$$

Donde:

$m_a$  Índice de modulación en amplitud para el primer armónico.

$K$  Cantidad de tercer armónico a inyectar en tanto por uno respecto al primer armónico.

La cantidad de tercer armónico puede ser seleccionada por el diseñador, sin embargo, es posible determinar la cantidad óptima a inyectar para maximizar el rango de modulación lineal. Para ello, asumiendo que el máximo de la señal moduladora se produce cuando el tercer armónico inyectado pasa por cero ( $\omega t = \pi/3$ ), en ese punto se debe satisfacer la ecuación (2.5).

$$\left. \frac{\partial v_{\text{mod\_THIPWM}}}{\partial \omega t} \right|_{\omega t = \frac{\pi}{3}} = m_a \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) + K \cdot m_a \cdot \cos\left(3 \cdot \frac{\pi}{3}\right) = 0 \quad (2.5)$$

De donde se deduce que la cantidad óptima de tercer armónico inyectado es  $K=1/6$ .

Considerando la inyección óptima de tercer armónico ( $K=1/6$ ), y dado que el límite superior del rango de modulación lineal se corresponde con el índice de modulación para el que las señales moduladora y portadora tienen la misma amplitud, a partir de la expresión (2.6) se determina que el rango de modulación lineal se amplía hasta 1,15 (2.7). Lo que supone un incremento del aprovechamiento de la tensión de alimentación del 15% respecto a la modulación PWM sinusoidal y se ilustra en la Figura 2.4 b). En dicha figura se observa que, en el límite del rango de modulación lineal, la amplitud del primer armónico es  $2/\sqrt{3}$  gracias al efecto de achatamiento de la señal moduladora que se consigue mediante la inyección de tercer armónico.

$$m_a \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} \cdot m_a \cdot \text{sen}\left(3 \cdot \frac{\pi}{3}\right) = 1 \quad (2.6)$$

$$m_a = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,15 \quad (2.7)$$

Tabla 2-II Resumen de características de la técnica de modulación PWM sinusoidal con inyección de tercer armónico (THIPWM). Leyenda: ➤ Características, ☑ Ventajas.

### THIPWM

➤ Frecuencia cte.

☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM.

☑ Pérdidas equilibradas entre semiconductores de la misma rama.

☑ Simetría de la tensión de línea respecto al primer armónico generado.

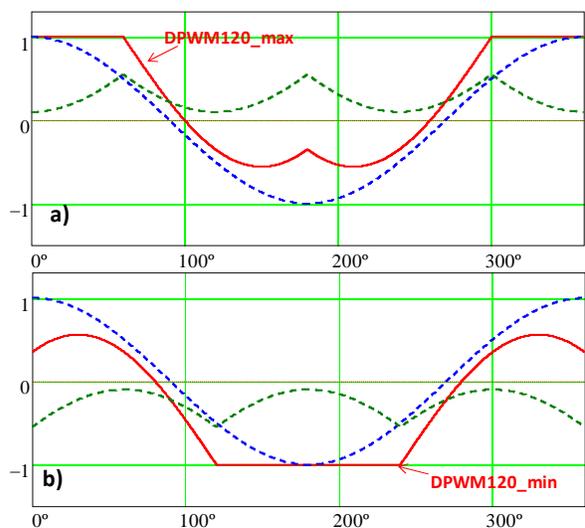
De la misma manera, es posible inyectar en la señal moduladora otros armónicos triples ( $9^\circ$ ,  $15^\circ$ , etc.) o una combinación de ellos (inyección de  $3^\circ$  y  $9^\circ$ , [46]). Sin embargo, los resultados obtenidos en este último caso no mejoran significativamente los obtenidos con el tercer armónico.

En el caso de la inyección de armónicos triples, la secuencia homopolar inyectada es continua. Debido a esta característica, algunos autores se refieren a estas modulaciones como modulación PWM continua (CPWM) ([47]-[49]). La modulación PWM continua se caracteriza por mantener la señal de referencia dentro de los límites de amplitud de la portadora en todo momento y, por lo tanto, se genera un pulso de disparo en cada periodo de la señal portadora.

En contraposición a la modulación continua, es posible la inyección en la señal de referencia de secuencias homopolares que dan lugar a moduladoras discontinuas. En este caso, la señal modulada en la salida del inversor presenta intervalos, de duración máxima 120°, en los que se enclava al valor máximo o mínimo de la tensión de alimentación. Durante estos intervalos no existe conmutación en dicha rama, de ahí el nombre de modulación PWM discontinua (DPWM) ([49]-[51]). Dado que la ausencia de conmutación implica ausencia de pérdidas de conmutación, la utilización de moduladoras discontinuas permite reducir las pérdidas en los semiconductores.

La modulación PWM discontinua (DPWM) agrupa una serie de moduladores caracterizados por una secuencia homopolar distinta en cada caso. En la literatura se han documentado comparaciones entre distintas moduladoras discontinuas que permiten optimizar las pérdidas ([44], [49]-[51]). La elección de una señal de referencia u otra depende de la aplicación, ya que las pérdidas están íntimamente relacionadas con el desfase entre la tensión fundamental generada y la corriente demandada por la carga. Es decir, dependen del factor de potencia de la carga.

En la Figura 2.5 y en la Figura 2.6 se han representado las distintas moduladoras discontinuas, junto con la señal sinusoidal y la secuencia homopolar que la conforman. Así como sus características más relevantes.



#### DPWM120

- Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM.
- Ventaja potencial: compromiso entre el espectro armónico y el aumento de la frecuencia de conmutación.
- Pérdidas desequilibradas entre semiconductores de la misma rama.
- Asimetría de la tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado: presencia de armónicos pares.

Figura 2.5 Tensión de referencia para modulación DPWM 120° ( $m_a=0,9$ ). La suma de la tensión sinusoidal (azul) y la secuencia homopolar (verde) da lugar a la moduladora discontinua (rojo). a) Con enclavamiento a la tensión máxima de alimentación. b) Con enclavamiento a la tensión mínima de alimentación.

Leyenda:  Ventajas,  Inconvenientes.

La modulación discontinua DPWM120 en inversores trifásicos consiste en enclavar una de las ramas al máximo (DPWM120max) o al mínimo (DPWM120min) de la tensión de alimentación durante un tercio del periodo fundamental, como se muestra en la Figura 2.5. Dentro del sistema

trifásico de referencia, aquella rama que presente mayor/menor tensión en cada momento será la que se enclave a la tensión máxima/mínima del bus en cada momento. Como resultado, la señal conmutada de línea en la salida del inversor es asimétrica respecto al armónico fundamental, lo que provoca un comportamiento armónico peor que el obtenido con las modulaciones continuas. Sin embargo, dado el intervalo no conmutado, para conseguir una frecuencia de conmutación equivalente a la de la modulación continua, es necesario incrementar la frecuencia de la portadora en aproximadamente un 50%. Por tanto, la ventaja de la SPWM120 está en encontrar un equilibrio válido entre la frecuencia a utilizar y el comportamiento armónico obtenido.

Otro efecto a tener en cuenta, es que las pérdidas en los semiconductores de una misma rama no están equilibradas, ya que uno de ellos conduce durante todo el intervalo no conmutado ( $120^\circ$ ) mientras el otro permanece apagado.

En este aspecto, la utilización de la DPWM60, cuyas señales moduladoras se han representado en la Figura 2.6, permiten equilibrar las pérdidas en los semiconductores de una misma rama de forma natural. La modulación DPWM60 se caracteriza por tener un intervalo no modulado de  $60^\circ$  en cada rama, y por alternar la tensión a la que se enclava dicha rama entre el máximo y el mínimo de la tensión de alimentación.

Dentro de la DPWM60 se distinguen tres posibles variaciones, en función de la posición del intervalo no modulado con respecto al máximo de la tensión fundamental de referencia. En el caso de la DPWM1, el intervalo no modulado se sitúa centrado con el máximo del armónico fundamental de referencia. Por tanto, esta técnica resulta óptima desde el punto de vista de pérdidas cuando la carga es resistiva, ya que el intervalo no conmutado se corresponde con el máximo de la corriente demandada por la carga, lo que reduce las pérdidas de conmutación.

En el caso de cargas con factor de potencia (FP) distinto de la unidad, cabe destacar que si el intervalo no conmutado se desplaza adecuadamente para hacerlo coincidir con el máximo de la corriente hacia la carga, es posible reducir las pérdidas de conmutación de la misma manera que con la DPWM1 en el caso de cargas resistivas. Desde este punto de vista, existen dos posibles variaciones de la DPWM60, según si el factor de potencia de la carga presenta carácter inductivo o capacitivo.

Respecto a la DPWM1, el intervalo no conmutado de  $60^\circ$  puede adelantarse o retrasarse un máximo de  $30^\circ$  (FP=0,866). Cuando la carga presenta un factor de potencia inductivo, el periodo no conmutado se retrasa dando lugar a la DPWM2 (Figura 2.6 c)). En caso de tener un factor de potencia capacitivo, el intervalo no conmutado se adelanta, lo que corresponde a la DPWM0 (Figura 2.6 b)). Estos desplazamientos del intervalo no modulado respecto al máximo de la señal reintroducen la asimetría entre la tensión conmutada de la tensión de salida del inversor y el primer armónico generado, provocando la aparición de armónicos de orden par.

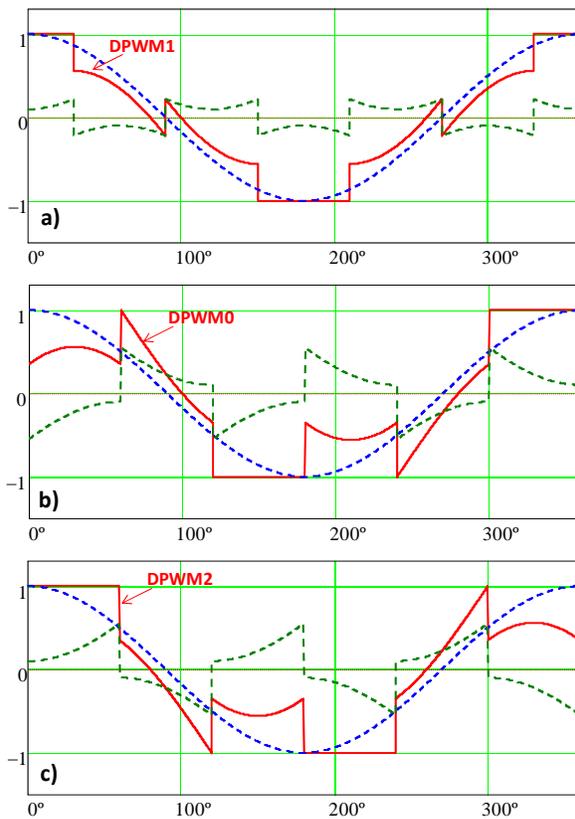


Figura 2.6 Tensión de referencia para modulación DPWM 60° ( $m_a=0,9$ ). La suma de la tensión sinusoidal (azul) y la secuencia homopolar (verde) da lugar a la moduladora discontinua (rojo). a) Intervalos no conmutados centrados con el máximo de la tensión sinusoidal de referencia (DPWM1). b) Intervalos no conmutados adelantados 30° (DPWM0). c) Intervalos no conmutados retrasados 30° (DPWM2). Leyenda:  Ventajas,  Inconvenientes.

### DPWM1

- Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM.
- Pérdidas equilibradas entre semiconductores de la misma rama.
- Reducción de pérdidas con cargas resistivas ( $FP=1$ ).
- Simetría de la tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado.

### DPWM0

- Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM.
- Pérdidas equilibradas entre semiconductores de la misma rama.
- Reducción de pérdidas con cargas capacitivas ( $FP \geq 0,8266$  capacitivo).
- Asimetría de la tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado: presencia de armónicos pares.

### DPWM2

- Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM.
- Pérdidas equilibradas entre semiconductores de la misma rama.
- Reducción de pérdidas con cargas inductivas ( $FP \geq 0,8266$  inductivo).
- Asimetría de la tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado: presencia de armónicos pares.

## 2.1.2 Técnicas PWM de modulación mediante vector espacial

Hasta mediados de la década de 1980, las técnicas de modulación utilizadas mayoritariamente eran las técnicas PWM basadas en portadora. Sin embargo, con el desarrollo de los microprocesadores, se propone una técnica denominada modulación mediante vector espacial (SVM, *Space Vector Modulation*) [52] que utiliza el concepto de vector espacial para calcular los pulsos de disparo de los interruptores. Para ello, sustituye las tres señales de referencias necesarias en las técnicas basadas en portadora, por un único vector de referencia en el plano  $\alpha$ - $\beta$  que gira con velocidad  $\omega$  en sentido contrario a las agujas del reloj si la secuencia de las tensiones generadas es directa, y en sentido horario si la secuencia es inversa.

El inversor se considera como una matriz de interruptores con ocho posibles estados de conmutación de los cuales se distinguen seis vectores activos y dos vectores nulos que corresponden a un cortocircuito en la carga (tensión nula), representados en la Figura 2.7.

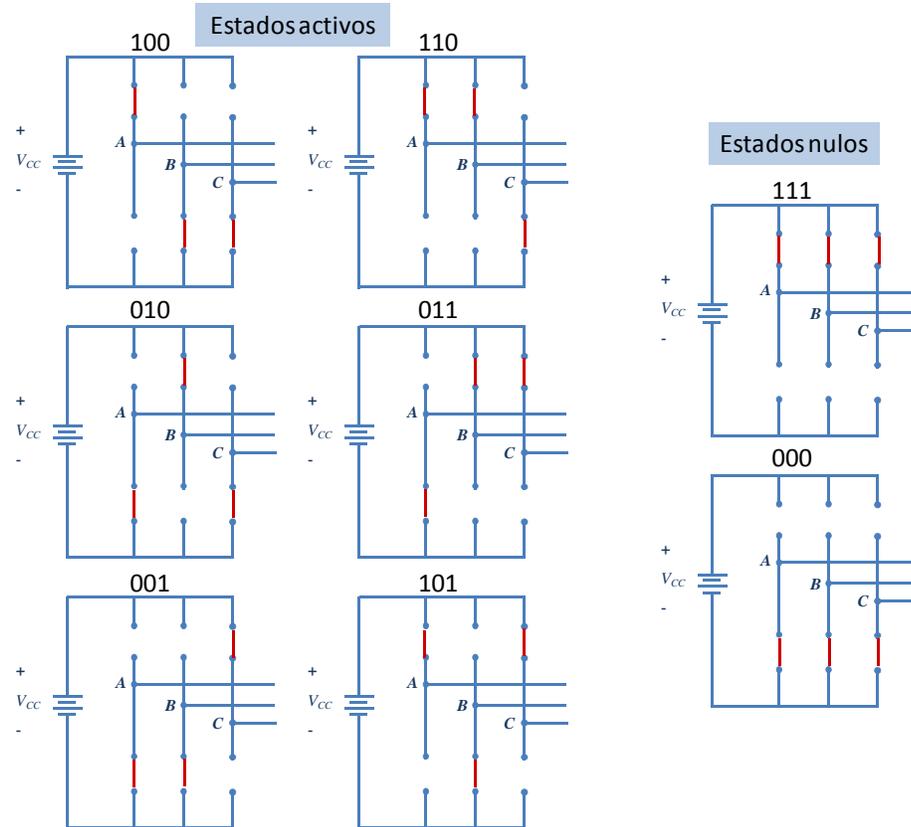


Figura 2.7 Estados activos y nulos de los interruptores de un inversor trifásico en la modulación SVM.

La representación de dichos estados en el espacio estacionario  $\alpha$ - $\beta$  forman el hexágono representado en la Figura 2.8, en el que se distinguen los seis vectores activos con longitud unidad y los dos vectores nulos con longitud cero que se sitúan en el origen de coordenadas. Los vectores activos definen seis sectores que corresponden a intervalos de  $60^\circ$  del sistema trifásico de tensiones y que son recorridos por el vector giratorio de referencia,  $\vec{v}_{REF}$ , que corresponde a la representación vectorial de las tres señales moduladoras empleadas en el caso de la modulación PWM con portadora.

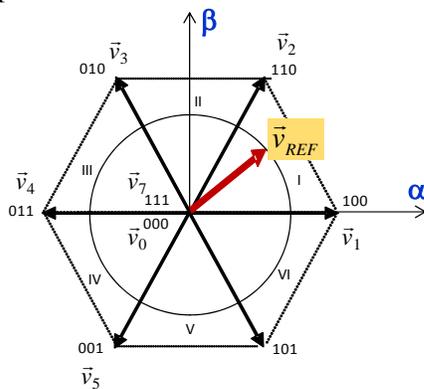


Figura 2.8 Vectores activos y nulos correspondientes a los estados de conmutación de un inversor trifásico en el plano  $\alpha$ - $\beta$  para la implementación de la modulación SVM.

En cada periodo de muestreo del modulador el vector de referencia, en un sector arbitrario, se descompone en sus dos vectores estacionarios adyacentes y en los estados nulos (000 y 111) que no

aplican diferencia de potencial en las fases del inversor. Por otro lado, para garantizar que la tensión promediada a frecuencia de muestreo sea correcta, es necesario determinar los tiempos de aplicación de cada uno de estos vectores. De forma que los tiempos de aplicación de cada uno de los vectores adyacentes dentro del periodo de muestreo corresponden a las proyecciones sobre los mismos del vector de referencia ( $\vec{v}_{REF}$ ), como se ilustra en la Figura 2.9.

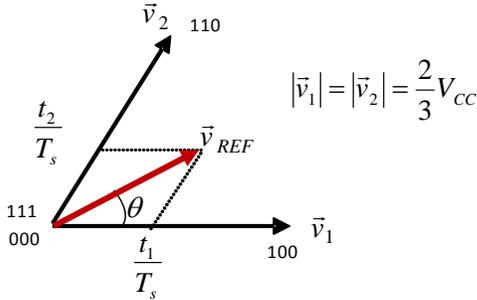


Figura 2.9 Síntesis de la tensión de referencia en el sector I del hexágono de referencia de la modulación SVM.

Si se considera el primer sector representado en la Figura 2.9, el vector de referencia se descompone como se indica en (2.8), siendo el tiempo de aplicación de los dos vectores adyacentes los dados en las expresiones (2.9) y (2.10). Además, los tiempos de aplicación de los vectores activos ( $t_1$  y  $t_2$ ) y de los vectores nulos ( $t_0$  y  $t_7$ ) deben satisfacer (2.11).

$$\vec{v}_{REF} = \frac{t_1}{T_s} \vec{v}_1 + \frac{t_2}{T_s} \vec{v}_2 + \frac{t_0}{T_s} \vec{v}_0 + \frac{t_7}{T_s} \vec{v}_7 \quad (2.8)$$

Donde:

$T_s$  Periodo de muestreo

$t_1$  Tiempo de aplicación del vector  $\vec{v}_1$

$t_2$  Tiempo de aplicación del vector  $\vec{v}_2$

$t_0$  Tiempo de aplicación del vector  $\vec{v}_0$

$t_7$  Tiempo de aplicación del vector  $\vec{v}_7$

$$t_1 = T_s \cdot \frac{|\vec{v}_{REF}| \cdot \text{sen}(60 - \theta)}{|\vec{v}_1| \cdot \text{sen}(60)} \quad (2.9)$$

$$t_2 = T_s \cdot \frac{|\vec{v}_{REF}| \cdot \text{sen}(\theta)}{|\vec{v}_2| \cdot \text{sen}(60)} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} T_s - t_1 - t_2 &= t_0 + t_7 \geq 0 \\ t_0 &\geq 0 \\ t_7 &\geq 0 \end{aligned} \quad (2.11)$$

Sin embargo, aunque se establece que los tiempos de aplicación deben satisfacer (2.11), existen infinitas posibilidades de distribución de los tiempos de aplicación de los vectores nulos ( $t_0$  y  $t_7$ ) dentro del periodo de muestreo. Cabe destacar en este aspecto que diferentes distribuciones de  $t_0$  y  $t_7$  dentro del periodo de muestreo permiten implementar distintos moduladores caracterizados por

distintas señales moduladoras [53].

La implementación convencional de la técnica de modulación mediante vector espacial [52] secuencia los vectores dentro del periodo de muestreo como se ilustra en la Figura 2.10 tomando en consideración el primer sector ( $0 \leq \theta \leq \pi/3$ ), y se describe a continuación:

- Centra los vectores activos en cada semiperiodo de muestreo
- Distribuye el tiempo restante de forma equitativa entre el vector  $\vec{v}_0$  y  $\vec{v}_7$ , es decir:  $t_0 = t_7 = (T_s - t_1 - t_2)/2$

Esta distribución de vectores simétrica característica de la SVM, se corresponde con la señal moduladora representada en la Figura 2.11 junto con el primer armónico y la secuencia homopolar que la forman, tal y como se expone en [39] y [53].

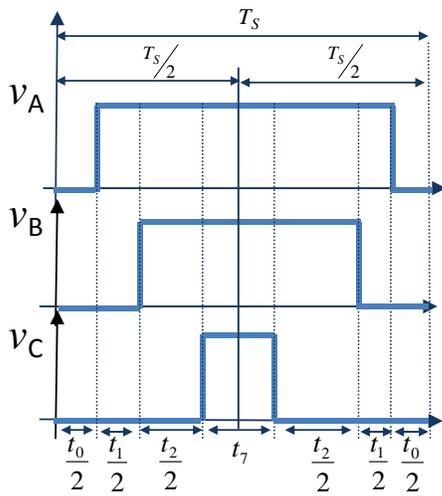


Figura 2.10 Patrón de disparo en SVM para el primer sector ( $0 \leq \theta \leq \pi/3$ ) con vectores activos centrados en cada semiperiodo del periodo de muestreo.

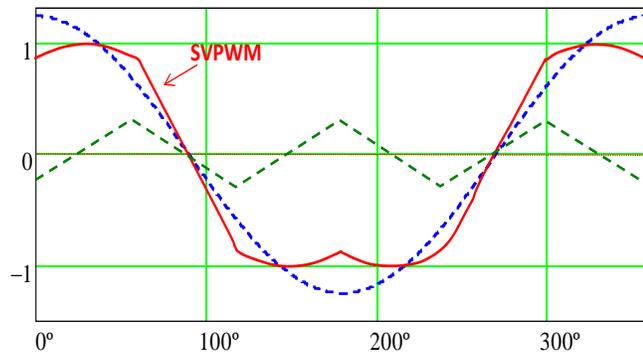


Figura 2.11 Señal moduladora equivalente de la modulación SVM con vectores activos centrados en cada semiperiodo de muestreo (rojo), primer armónico (azul) y secuencia homopolar (verde) que conforman la moduladora. Índice de modulación  $m_a=1,15$ .

Por otro lado, mediante distintas distribuciones de los tiempos de aplicación de los vectores nulos, es posible implementar distintas señales moduladoras. Gracias a este grado de libertad, en la literatura se ha documentado la existencia de una relación que permite implementar las técnicas de modulación PWM basadas en portadora mediante la modulación basada en vector espacial ([42], [53]-[55]). Dicha relación se establece a través del cálculo de los tiempos de aplicación de los vectores nulos, como se resume en la Tabla 2-III a partir de los datos publicados en [53].

En términos de espectro armónico y de aprovechamiento de la tensión de alimentación de la modulación mediante vector espacial, éstos son los mismos que los de la modulación PWM con moduladora equivalente (SPWM, THIPWM, DPWM1, DPWM120\_max y DPWM120\_min). Y en el caso de la SVM (simétrica), se ha probado en la literatura que los resultados obtenidos son prácticamente iguales a los correspondientes a la modulación sinusoidal con inyección de tercer armónico [39].

Las características más significativas de la modulación mediante vector espacial se encuentran resumidas en la Tabla 2-IV.

Tabla 2-III Tiempos de aplicación de los vectores nulos en SVM para implementar distintas técnicas de modulación basadas en portadora para el sector I [53].

		$t_0$	$t_7$
<b>SPWM</b>		$t_0 = \frac{T_s}{2} \cdot (1 - m_a \cdot \cos(\theta))$	$t_7 = T_s - t_1 - t_2 - t_0$
<b>THIPWM</b>		$t_0 = \frac{T_s}{2} \cdot \left( 1 - m_a \cdot \cos(\theta) - \frac{1}{6} m_a \cdot \cos(3\theta) \right)$	$t_7 = T_s - t_1 - t_2 - t_0$
<b>DPWM1</b>	$0 \leq \theta < \frac{\pi}{6}$	$t_0 = T_s - t_1 - t_2$	$t_7 = 0$
	$\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$	$t_0 = 0$	$t_7 = T_s - t_1 - t_2$
<b>DPWM_120<sub>MAX</sub></b>		$t_0 = 0$	$t_7 = T_s - t_1 - t_2$
<b>DPWM_120<sub>MIN</sub></b>		$t_0 = T_s - t_1 - t_2$	$t_7 = 0$
<b>SVM (simétrica)</b>		$t_0 = \frac{1}{2} \cdot (T_s - t_1 - t_2)$	$t_7 = \frac{1}{2} \cdot (T_s - t_1 - t_2)$

Tabla 2-IV Resumen de características de la modulación mediante vector espacial (SVM).

Leyenda: ➤ Características, ☑ Ventajas.

<p><b>SVM</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Orientada a la implementación digital.</li> <li>➤ Espectro armónico:                             <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Igual al de la modulación PWM equivalente, según la implementación SVM seleccionada.</li> <li>▪ El espectro de la SVM simétrica es prácticamente igual al de la THIPWM</li> </ul> </li> <li>☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM cuando se implementa el modulador equivalente a THIPWM, DPWM1, DPWM120_max y DPWM120_min o la SVM simétrica.</li> </ul>
--

### 2.1.3 Técnicas de modulación programadas. Eliminación de Armónicos

Los inversores PWM de alta potencia suelen utilizar frecuencias de conmutación bajas, con objeto de mantener las pérdidas en los semiconductores en niveles aceptables. Por tanto, el número de conmutaciones necesarias en un periodo fundamental es pequeño, y por regla general variaciones pequeñas de la posición de los pulsos tienen una influencia significativa sobre el espectro armónico obtenido [40]. En estas circunstancias, resulta ventajosa la determinación de los ángulos de disparo mediante técnicas de optimización.

Las principales diferencias entre este tipo de técnicas y las técnicas de modulación PWM descritas hasta el momento, son dos:

- Se abandona el concepto de frecuencia de conmutación constante, propio de las técnicas de modulación PWM, y se sustituye por número de pulsos de disparo en un cierto periodo, habitualmente el periodo fundamental.
- La determinación de los pulsos de disparo se lleva a cabo *off-line* y los patrones de disparo resultantes son pre-programados en forma de tablas de control (*Look-up table*, LUT) en módulos de memoria, y posteriormente utilizados para generar la señal PWM

de disparo de cada interruptor en tiempo real. Como consecuencia, la aplicación de este tipo de métodos se restringe a sistemas cuyo funcionamiento sea cuasi-estático [40].

Basado en este concepto de técnicas de modulación programadas, la técnica de eliminación selectiva de armónicos (SHE, [56]-[58]) permite generar un primer armónico controlado y eliminar un número bien definido de armónicos impares del espectro armónico de la tensión de salida del inversor. Es decir, no es necesario controlar la fase de los armónicos, basta con controlar el módulo de los mismos para imponer un primer armónico especificado y anular el resto de armónicos.

Si se asume simetría de media onda en la salida, se eliminan de forma natural todos los armónicos de orden par, por lo que únicamente es necesario controlar los armónicos impares. Además, dado que los ángulos deben almacenarse en módulos de memoria, y que aumentar el número de ángulos calculado aumenta los recursos computacionales necesarios para la optimización, es razonable plantear como objetivo adicional la realización de la técnica con el mínimo número de ángulos posible. Para ello se impone simetría de cuarto de onda.

Por tanto, si se asume una tensión de salida con simetría de cuarto de onda impar, la serie de Fourier que describe la tensión en el punto medio de la rama de IGBTs ( $v_A$ ), vendrá definida únicamente por términos en seno impares, como se observa en los coeficientes de Fourier incluidos en (2.12) y (2.13) [39].

$$A_n = 0 \quad (2.12) \quad \begin{aligned} B_n &= 0 \text{ cuando } n=\text{par} \\ B_n &= (\pm 1) \frac{2 \cdot V_{IN}}{n \cdot \pi} \left[ 1 + 2 \cdot \sum_{k=1}^N (-1)^k \text{sen}(n \cdot \alpha_k) \right] \end{aligned} \quad (2.13)$$

Donde:

$V_{IN}$  Tensión de alimentación del inversor.

$N$  Número total de conmutaciones en un cuarto de periodo.

$n$  Orden armónico.

$\alpha_k$  Ángulos de disparo.

Es decir, para controlar cada uno de los armónicos impares considerados únicamente es necesario igualar la ecuación (2.13) a la amplitud deseada para cada armónico. De esta forma se define el sistema de ecuaciones a optimizar para resolver la técnica de eliminación de armónicos, en el que la ecuación (2.14) define el primer armónico y la ecuación (2.15) los armónicos impares a eliminar.

$$1 - 2 \cdot \cos(\alpha_1) + 2 \cdot \cos(\alpha_2) - 2 \cdot \cos(\alpha_3) + \dots - 2 \cdot \cos(\alpha_N) = \frac{\pi \cdot V_{p_{A0-1}}}{2 \cdot V_{IN}} \quad (n=1) \quad (2.14)$$

$$1 - 2 \cdot \cos(n \cdot \alpha_1) + 2 \cdot \cos(n \cdot \alpha_2) - 2 \cdot \cos(n \cdot \alpha_3) + \dots - 2 \cdot \cos(n \cdot \alpha_N) = 0 \quad (1 < n \leq N) \quad (2.15)$$

Donde:

$V_{p_{A0-1}}$  Amplitud del primer armónico de la tensión de salida del inversor ( $v_{A0}$ ).

$V_{IN}$  Tensión de alimentación del inversor.

Como se puede observar, el sistema de ecuaciones definido está formado por  $N$  incógnitas y  $N$  ecuaciones, una por cada armónico a controlar. Donde  $N$  corresponde al número de pulsos de disparo (cortes) en medio periodo (ver Figura 2.12), que a su vez es igual al número de ángulos de disparo,  $\alpha_k$ , correspondientes a un cuarto de periodo.

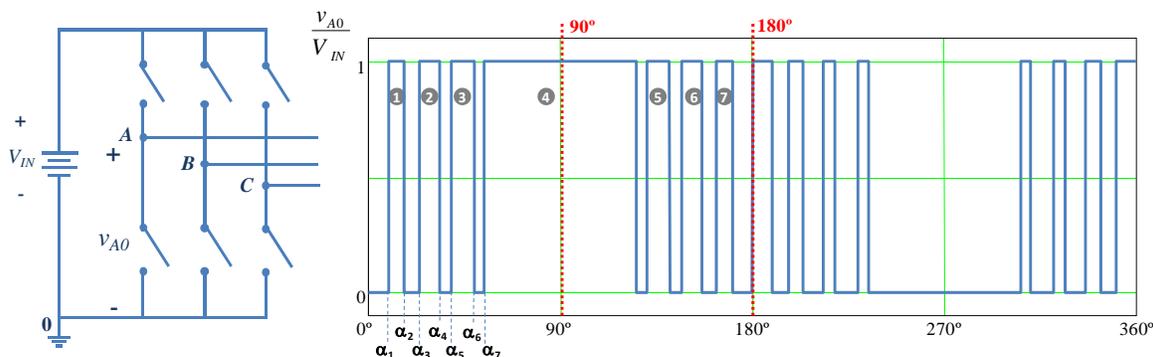


Figura 2.12 Tensión del punto medio de la rama de IGBTs del inversor ( $v_{A0}$ ) respecto a la referencia de la tensión de alimentación, normalizada respecto a la tensión de alimentación ( $V_{IN}$ ). Eliminación de armónicos de 7 cortes.

Es decir, el número de cortes considerado en cada cuarto de onda, determina el número de armónicos que la técnica de eliminación es capaz de eliminar de la salida del inversor. En este aspecto, es necesario tener en cuenta las siguientes propiedades:

- La forma de onda de salida tiene simetría de cuarto de onda impar, por lo que no existen armónicos pares en dicha tensión ni términos en coseno ( $A_n=0$ ).
- El sistema considerado es trifásico, por lo que los armónicos de orden múltiplo de tres desaparecen de la tensión de línea de forma natural, como consecuencia de la composición de tensiones desfasadas  $120^\circ$ . Por tanto, no es necesario eliminarlos mediante la modulación.

Atendiendo a las propiedades expuestas, los N grados de libertad disponibles son utilizados para generar un primer armónico controlado y anular tantos armónicos impares no múltiplos de tres como sea posible hasta completar los N grados de libertad disponibles, como se ilustra en la Tabla 2-V. Tomando como ejemplo una modulación de 7 cortes, en la Figura 2.13 se ha representado la amplitud de de cada armónico de la tensión de línea del salida del inversor ( $V_{pAB_n}$ ) normalizada respecto a la tensión de alimentación del mismo ( $V_{IN}$ ). Sobre dicha figura se observa que con 7 cortes es posible controlar el primer armónico y eliminar los armónicos 5, 7, 11, 13, 17 y 19, siendo el primer armónico no eliminado el armónico de orden 23. Cabe destacar que, dado que la tensión de línea se obtiene como la resta de dos señales desfasadas  $120^\circ$ , no existen armónicos triples.

Tabla 2-V Eliminación de armónicos: armónicos eliminados y primer armónico no eliminado frente al número de cortes.

Nº de cortes (N)	Orden armónico regulado	Orden armónicos eliminados	Orden del primer armónico NO eliminado
1	1	—	5
2	1	5	7
3	1	4, 7	11
4	1	5, 7, 11	13
5	1	5, 7, 11, 13	17
6	1	5, 7, 11, 13, 17	21
7	1	5, 7, 11, 13, 17, 19	23
8	1	5, 7, 11, 13, 17, 19, 23	25
9	1	5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25	29
10	1	5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29	31

Por otro lado, es importante destacar que la energía asociada a los armónicos eliminados se concentra en el primer armónico no eliminado; aumentando significativamente su amplitud, como se puede observar en la Figura 2.13. Esta característica es propia de la Eliminación de Armónicos. El orden armónico en el que se sitúa el primer armónico no eliminado depende del número de cortes seleccionado para implementar la técnica de cancelación de armónicos, aumentando a medida que aumenta el número de cortes como se observa en la Tabla 2-V.

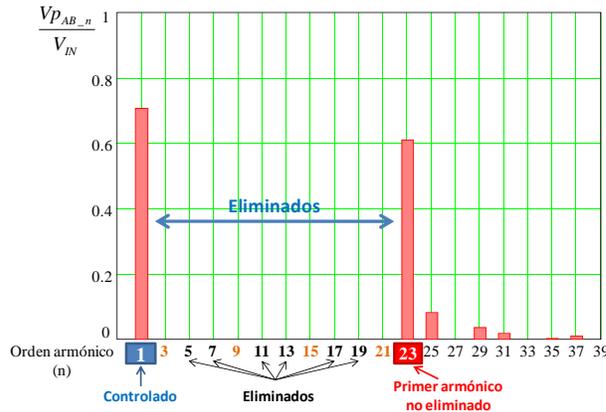


Figura 2.13 Espectro armónico de la tensión de línea de salida de un inversor trifásico modulado mediante eliminación selectiva de armónicos (SHE) de 7 cortes, normalizado respecto a la tensión de alimentación del inversor ( $V_{IN}$ ).

En términos de implementación cabe destacar que la resolución on-line de las ecuaciones propias de eliminación de armónicos supone un alto coste computacional, por lo que con objeto de aumentar la aplicabilidad de esta técnica, se han documentado en la literatura distintos enfoques que permiten aproximar en tiempo real la obtención de los ángulos de disparo ([59]-[62]). Sin embargo, en una aplicación como la que se considera en esta tesis en la que el sistema considerado tiene un comportamiento cuasi-estático, la implementación mediante tablas de control proporciona resultados satisfactorios con una baja complejidad de implementación.

Por último, en la Tabla 2-VI se resumen algunas de las características más relevantes de la técnica de eliminación de armónicos.

Tabla 2-VI Resumen de Características de la técnica de eliminación selectiva de armónicos.

Leyenda: ➤ Características, ☒ Inconvenientes.

**Eliminación de armónicos (SHE)**

- Implementación mediante tablas de control.
- Frecuencia  $\neq$  cte.
- ☒ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM.
- ☒ Eliminación armónicos de baja frecuencia del espectro armónico.

**2.1.4 Resumen del estado de la técnica para la reducción de la DAT en Alta Frecuencia**

Como se ha comentado al principio de este mismo capítulo, la DAT de alta frecuencia está influida fundamentalmente por la técnica de modulación utilizada. Por ello, a lo largo del apartado 2.1 se ha llevado a cabo un estudio del estado de la técnica enfocado a las técnicas de modulación de inversores trifásicos. Como conclusión del estado de la técnica realizado y antes de abordar una breve descripción de la solución propuesta en esta tesis, en la Tabla 2-VII se han resumido sus características principales.

Tabla 2-VII Resumen de características de las técnicas de modulación de inversores trifásicos.

Leyenda: ➤ Características, ☑ Ventajas, ☒ Inconvenientes.

P W M	C P W M	<p><b>SPWM</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Aprovechamiento de la tensión de alimentación: rango de modulación lineal <math>m_a \leq 1</math>.</li> <li>➤ Frecuencia de conmutación constante.</li> <li>☑ Pérdidas equilibradas entre semiconductores de la misma rama.</li> <li>☑ Simetría de tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado.</li> </ul> <p><b>SPWM con inyección de armónicos triples</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Inyección de armónicos de orden múltiplo de tres o combinaciones de armónicos de orden triple: inyección de tercer armónico (THIPWM), 3º y 9º, 9º y 15º, etc.</li> <li>➤ Frecuencia de conmutación constante.</li> <li>☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM (<math>m_a \leq 1,15</math>).</li> <li>☑ Pérdidas equilibradas entre semiconductores de la misma rama.</li> <li>☑ Simetría de la tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado.</li> </ul>
	D P W M	<p><b>DPWM120</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM (<math>m_a \leq 1,15</math>).</li> <li>☑ Ventaja potencial: Compromiso entre el espectro armónico y el aumento de la frecuencia de conmutación.</li> <li>☒ Pérdidas desequilibradas entre semiconductores de la misma rama.</li> <li>☒ Asimetría de la tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado. Armónicos pares.</li> </ul> <p><b>DPWM1</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM (<math>m_a \leq 1,15</math>).</li> <li>☑ Pérdidas equilibradas entre semiconductores de la misma rama.</li> <li>☑ Reducción de pérdidas con cargas resistivas (<math>FP=1</math>).</li> <li>☑ Simetría de la tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado.</li> </ul> <p><b>DPWM0</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM (<math>m_a \leq 1,15</math>).</li> <li>☑ Pérdidas equilibradas entre semiconductores de la misma rama.</li> <li>☑ Reducción de pérdidas con cargas capacitivas (<math>FP \geq 0.8266</math> capacitivo).</li> <li>☒ Asimetría de la tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado. Armónicos pares.</li> </ul> <p><b>DPWM2</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM (<math>m_a \leq 1,15</math>).</li> <li>☑ Pérdidas equilibradas entre semiconductores de la misma rama.</li> <li>☑ Reducción de pérdidas con cargas inductivas (<math>FP \geq 0.8266</math> inductivo).</li> <li>☒ Asimetría de la tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado. Armónicos pares.</li> </ul>
M o d u l a c i o n p r o g r a m a d a	S H E	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Implementación mediante tablas de control.</li> <li>➤ Frecuencia <math>\neq</math> cte.</li> <li>☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM (<math>m_a \leq 1,15</math>).</li> <li>☑ Eliminación armónicos de baja frecuencia del espectro armónico.</li> </ul>
S V M		<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Orientada a la implementación digital.</li> <li>➤ Espectro armónico: <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Igual al de la modulación PWM equivalente, según la implementación SVM seleccionada.</li> <li>▪ El espectro de la SVM simétrica es prácticamente igual al de la THIPWM.</li> </ul> </li> <li>☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM (<math>m_a \leq 1,15</math>).</li> </ul>

### 2.1.5 Breve descripción de la solución propuesta para reducir la DAT en alta frecuencia

Una característica común a todas las técnicas de modulación presentadas en el estado de la técnica y resumidas en la Tabla 2-VII, es la dependencia de las prestaciones obtenidas respecto al índice de modulación ([40], [44], [49], [50]). Por tanto, el estudio de la evolución de algunos parámetros del sistema (DAT, pérdidas, etc.) frente al índice de modulación, permite determinar qué técnica de modulación resulta óptima en cada caso y para cada índice de modulación. Como consecuencia, es posible obtener un modulador optimizado en un amplio rango de funcionamiento, mediante la combinación de al menos dos técnicas de modulación dentro del modulador y la selección online del patrón de disparo a partir de índice de modulación.

Se han documentado en la literatura algunos moduladores optimizados basados en la aplicación de esta filosofía, sin embargo, están orientados al control de motores ([63], [64]). En ambos casos, la combinación de dos o más técnicas de modulación dentro del modulador permite mejorar las prestaciones del sistema respecto a la utilización de una técnica de modulación única en todo el rango. Mediante la Figura 2.14 se ilustra este aspecto de forma sencilla, tomando como ejemplo el factor de distorsión de la corriente. En ella se observa que el factor de distorsión de las técnicas de modulación continuas (CPWM) es menor para índices de modulación bajos, mientras que para índices de modulación altos la técnica de modulación óptima corresponde a la DPWM0, DPWM2 o DPWM120.

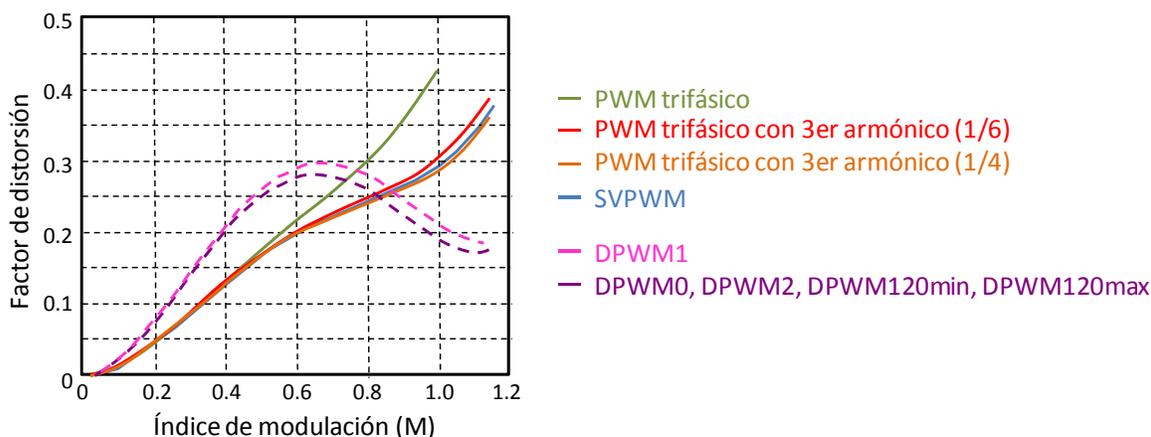


Figura 2.14 Evolución del factor de distorsión de la corriente respecto al índice de modulación para técnicas de modulación continuas (CPWM) y discontinuas (DPWM), con frecuencia conmutación equivalente [39].

$$f_{c\_DPWM} = 1,5 \cdot f_{c\_CPWM}$$

Por tanto, si se trata el problema de optimización de un determinado factor de mérito desde el punto de vista del conjunto de la aplicación considerada, y se estudia el comportamiento del sistema respecto a dicho factor de mérito frente al índice de modulación, es posible determinar un modulador optimizado que combine varias técnicas de modulación seleccionables *online* a través del índice de modulación.

En la presente tesis doctoral, la aplicación considerada es una fuente de alimentación para servicios auxiliares ferroviarios que debe generar una tensión trifásica de salida con bajo nivel de distorsión armónica de salida. Por tanto, uno de los factores de mérito a tener en cuenta es la

distorsión armónica total presente en dicha tensión de salida.

Dado que la DAT presente en dicha tensión de salida es debida principalmente a la modulación del inversor, se propone estudiar las prestaciones obtenidas sobre la aplicación considerada en función del índice de modulación del inversor para las distintas técnicas de modulación presentadas en el estado de la técnica. De forma que, a través de la comparación de los resultados obtenidos, se establezca un modulador óptimo en términos de DAT de alta frecuencia formado por aquellas técnicas de modulación que resulten óptimas para cada índice de modulación.

De forma complementaria, se definen otros factores de mérito tales como las pérdidas en los semiconductores o en el cobre, con objeto de evaluar si la implementación del modulador óptimo en términos de DAT penaliza alguno de dichos parámetros; ya que las pérdidas suponen uno de los factores clave a tener en cuenta en el diseño de la fuente de alimentación de servicios auxiliares.



## 2.2 Distorsión Armónica Total de Baja Frecuencia

La DAT de baja frecuencia ( $DAT_{BF}$ ) está relacionada con la presencia de cargas no lineales en el sistema, entendiendo como cargas no lineales aquellos dispositivos que demandan una corriente no sinusoidal a pesar de estar alimentados con tensión sinusoidal. Las cargas no lineales más extendidas son los rectificadores, tanto controlados como no controlados, utilizados para llevar a cabo la conversión CA-CC.

Este es el caso de la fuente de alimentación para servicios auxiliares considerada en esta tesis, cuando se conecta en su salida un cargador de baterías. A nivel de diagrama de bloques, la configuración del convertidor auxiliar con salida CA trifásica y cargador de baterías es la de la Figura 2.15.

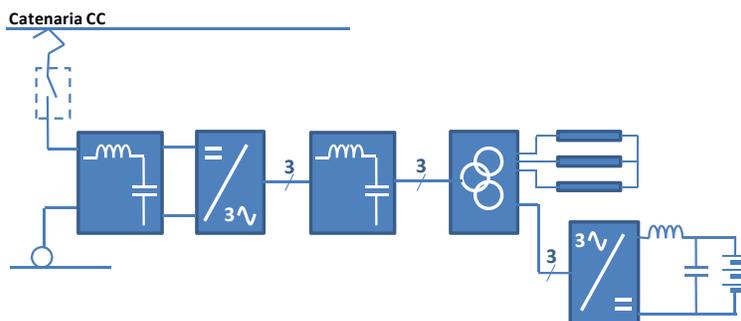


Figura 2.15 Diagrama de bloques de un convertidor auxiliar con salida CA trifásica y cargador de baterías.

### 2.2.1 Distorsión de la tensión de salida debido a la presencia de una carga no lineal

El esquema eléctrico completo de la fuente de alimentación de servicios auxiliares representada mediante bloques en la Figura 2.15, corresponde al proporcionado en la Figura 2.16.

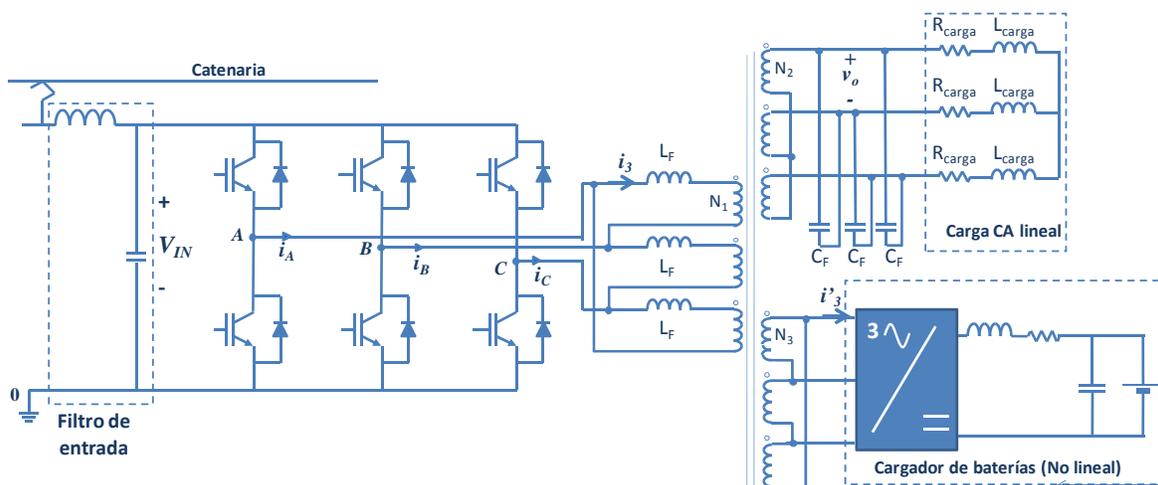


Figura 2.16 Esquema eléctrico de un convertidor auxiliar con salida CA trifásica y cargador de baterías.

Si se considera el equivalente monofásico del convertidor auxiliar de la Figura 2.16 cuando el inversor alimenta exclusivamente cargas lineales, ver Figura 2.17, basta con un filtro para eliminar de la tensión de salida ( $v_o$ ) las componentes armónicas de alta frecuencia debidas a la conmutación,

y proporcionar una tensión sinusoidal a las cargas conectadas.

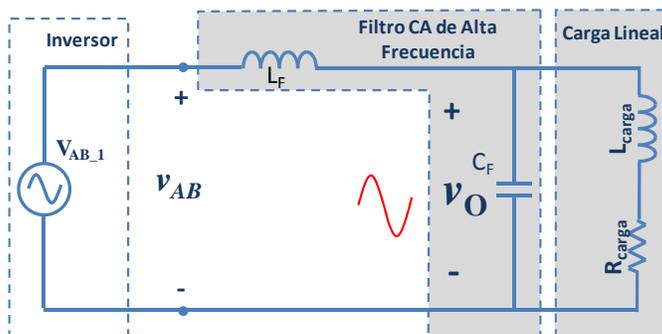


Figura 2.17 Equivalente monofásico, en tensión de línea y referido al primario del transformador, del convertidor auxiliar con salida CA trifásica que alimenta únicamente una carga lineal.

Sin embargo, cuando el inversor debe alimentar simultáneamente una carga lineal y otra no lineal, Figura 2.18, los armónicos de baja frecuencia de la corriente demandada por la carga no lineal circulan por las impedancias del sistema, provocando la aparición de armónicos de tensión de baja frecuencia en la bobina de filtro ( $v_F$ ). Dicha tensión se suma a la generada por el inversor, distorsionando la tensión de salida ( $v_o$ ) y aumentando significativamente la DAT presente en la misma. Por tanto, la presencia de una carga no lineal en el sistema dificulta o impide el cumplimiento de las especificaciones relativas a la DAT máxima permitida en la tensión de salida.

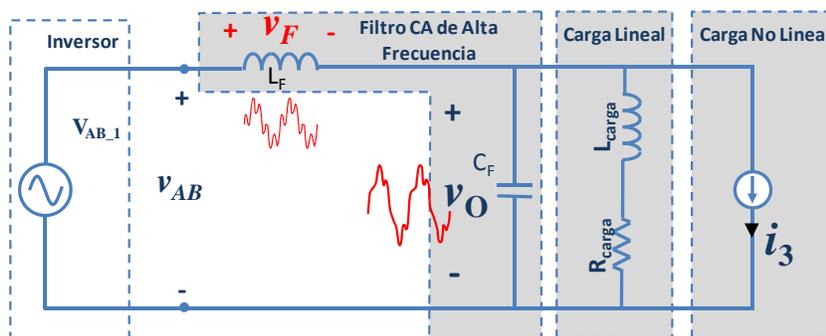


Figura 2.18 Equivalente monofásico, en tensión de línea y referido al primario del transformador, del convertidor auxiliar con salida CA trifásica que alimenta una carga lineal y otra no lineal. Descripción cualitativa del efecto sobre la DAT de la tensión de salida cuando el inversor alimenta una carga lineal y otra no lineal.

Como consecuencia, es necesario plantear una estrategia que permita reducir la distorsión de la tensión de salida. En la literatura se han documentado distintas técnicas que permiten reducir la DAT presente en la tensión de salida, que pueden agruparse en tres grandes grupos:

- Reducción del contenido armónico demandado por la carga mediante la selección de la topología del cargador de baterías.
- Control mediante múltiples lazos.
- Filtrado.

Cuyas características más relevantes se estudian en los siguientes apartados.

## 2.2.2 Reducción del contenido armónico demandado por la carga mediante la selección de la topología del cargador de baterías

La implementación del cargador de baterías requiere la utilización de un rectificador para llevar a cabo la conversión CA/CC necesaria. En el presente apartado se realiza una revisión del estado de la técnica centrado en las topologías trifásicas de conversión CA/CC de potencia. Dichas topologías se clasifican según el esquema de bloques de la Figura 2.19, donde se distinguen tres grandes grupos:

- Rectificadores conmutados con la tensión de línea.
- Rectificadores PWM.
- Rectificadores híbridos.

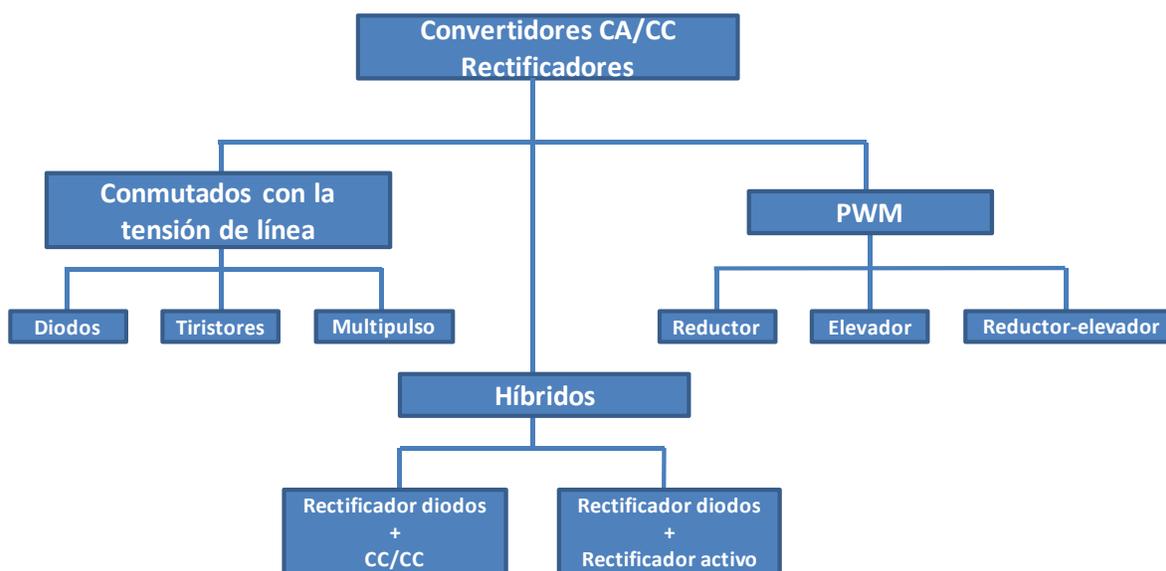


Figura 2.19 Clasificación de rectificadores trifásicos con flujo de potencia unidireccional.

### 2.2.2.1 Rectificadores trifásicos conmutados con la tensión de línea

Dentro de los rectificadores conmutados con la tensión de línea se distinguen tres configuraciones básicas según se utilicen interruptores no controlados (diodos), semi-controlados (tiristores) o se implementen estrategias que permitan aumentar el número de pulsos de la rectificación (multipulso).

#### *Rectificador mediante diodos*

Es la topología más sencilla y robusta. Sin embargo, no es una topología muy utilizada, ya que por sí sola no permite controlar la tensión de salida. Además, la corriente demandada por cada una de las fases presenta un alto contenido armónico de baja frecuencia y precisa de filtro para atenuar el rizado de la tensión CC de salida.

#### *Rectificador mediante tiristores*

Sustituye los diodos por tiristores, lo que permite controlar la tensión de salida. Los rectificadores mediante tiristores son igual de robustos que los rectificadores mediante diodos, sin embargo, su coste y complejidad son algo mayores como resultado del circuito de control necesario

para controlar la tensión de salida.

Atendiendo a la corriente demandada por el rectificador trifásico de onda completa mediante tiristores, ésta presenta un contenido armónico de baja frecuencia mayor que los rectificadores mediante diodos [65]. Sin embargo, dada su capacidad de regulación, y la simplicidad, robustez, bajo coste y eficiencia de este rectificador, es una topología utilizada en numerosas aplicaciones.

### *Rectificadores multipulso*

Los rectificadores conmutados con la tensión de línea, tanto si son controlados (tiristores) como no controlados (diodos), demandan una corriente con alto contenido armónico de baja frecuencia. Con objeto de mejorar la DAT de la corriente demandada, es habitual utilizar rectificadores multipulso.

Estos rectificadores permiten conformar la corriente de entrada de forma pasiva mediante la utilización de estructuras rectificadoras (tanto de diodos como de tiristores) que aumentan el número de pulsos de la rectificación (12p, 18p, 24p, 30p, etc.), y el uso de transformadores en la entrada con conexiones especiales, que permiten conformar la corriente de entrada de forma pasiva y reducir el contenido armónico de la corriente demandada por el conjunto.

A modo de ejemplo, en la Figura 2.20 se ha representado un rectificador de 18 pulsos controlado, sobre la figura se observa que la multiplicación de pulsos se lleva a cabo mediante la replicación de la estructura rectificadora y, por consiguiente, al aumentar el número de pulsos aumenta el número de componentes. Por otro lado, los transformadores de entrada utilizados presentan estructuras complejas, con objeto de introducir los desfases necesarios para cancelar las corrientes armónicas demandadas por los rectificadores y aumentar el número de fases disponibles.

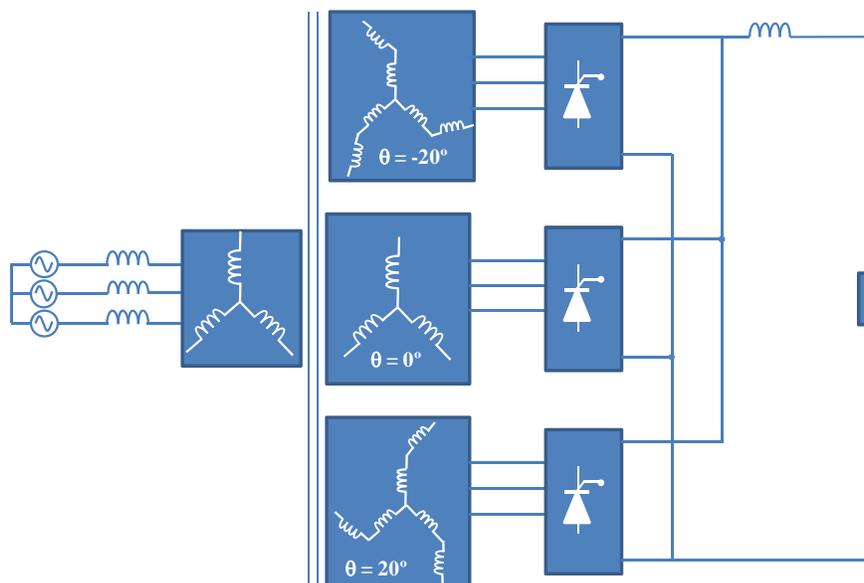


Figura 2.20 Diagrama de bloques de un rectificador de 18 pulsos controlado.

Estos sistemas se caracterizan por presentar pérdidas en conmutación prácticamente despreciables, alto rendimiento, buen factor de potencia, baja distorsión de la corriente de entrada, y por proporcionar una tensión CC sin apenas rizado. Sin embargo, la utilización de transformadores de entrada y bobinas auxiliares, así como la necesidad de aumentar el número de interruptores para

aumentar el número de pulsos, los convierte en sistemas voluminosos, pesados y con un elevado número de componentes.

En los últimos años se han publicado distintos trabajos en los que se estudian las distintas topologías de rectificadores multipulso, tanto aquellas no controladas (diodos) ([66], [68]) como aquellas en las que se puede controlar la tensión CC de salida (tiristores) ([67], [68]). Estos rectificadores son habituales en aplicaciones de alta potencia, generalmente en procesos industriales que requieren altos niveles de corriente tales como hornos de arco eléctrico, sopletes de plasma, procesos de electrólisis, etc. [69].

### *2.2.2.2 Rectificadores trifásicos PWM*

Este tipo de rectificadores permiten conformar de forma activa la corriente demandada por el rectificador mediante la conmutación forzada de sus interruptores activos (IGBTs, MOSFETs o GTOs). Estos dispositivos permiten la utilización de técnicas de modulación PWM que permiten obtener tensiones CC de salida reguladas, a la par que se mejora la calidad de la corriente y del factor de potencia en la entrada respecto a los obtenidos con los rectificadores pasivos. Así mismo, la posibilidad de utilizar modulación PWM permite aumentar la frecuencia de conmutación y, por lo tanto, reducir el tamaño de los filtros tanto de entrada como de salida de los rectificadores PWM.

El desarrollo de este tipo de convertidores ha alcanzado en la actualidad un alto grado de madurez, presentando corrientes de entrada con bajo contenido armónico, alto factor de potencia, bajos niveles de interferencia electromagnética (EMI) y de radiofrecuencia (RFI) en la entrada CA, así como una tensión CC de salida bien regulada, para aplicaciones de potencias comprendidas entre fracciones de kW y MW [68].

A lo largo de las últimas décadas se han desarrollado un gran número de topologías para atender a una gran variedad de aplicaciones, en [68] y en [70] se proponen análisis comparativos muy amplios de las topologías existentes. Fundamentalmente se distinguen tres tipos de rectificadores PWM según la relación entre la tensión CA de línea de entrada y la tensión CC de salida: reductor, elevador y reductor-elevador, cuyas características principales se describen a continuación.

#### *Reductor*

El rectificador PWM reductor se caracteriza por proporcionar una tensión de salida CC regulada menor que la tensión de línea CA en la entrada. Demanda una corriente con menor contenido armónico de baja frecuencia que los rectificadores mediante tiristores, sin embargo, la forma de onda de dicha corriente es conmutada y por tanto es necesario un filtro EMI en el lado CA. Dicho filtro no sólo aumenta el coste y el tamaño de los sistemas sino que afecta negativamente a la respuesta dinámica del sistema [71]. Otras características de los rectificadores PWM de carácter reductor son: la capacidad de limitar la corriente ante cortocircuitos, la capacidad para limitar la corriente de arranque cuando alimenta motores y la posibilidad de alcanzar factor de potencia (FP) unidad. En la Figura 2.21 y Figura 2.22 se representan dos ejemplos de topologías típicas de un rectificador de carácter reductor con flujo unidireccional y bidireccional de potencia, respectivamente.

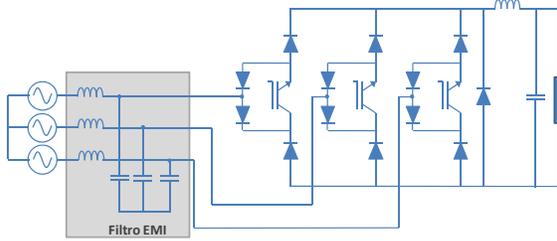


Figura 2.21 Rectificador reductor unidireccional.

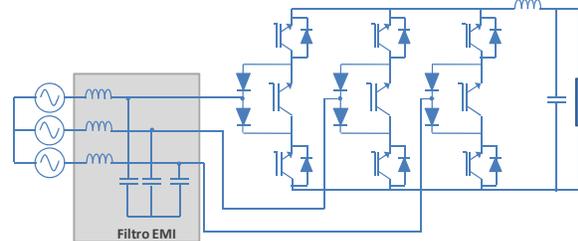


Figura 2.22 Rectificador reductor bidireccional.

### *Elevador*

Los rectificadores PWM con característica elevadora proporcionan una tensión CC de salida mayor que la tensión de línea aplicada en el lado CA. Su principal ventaja es su capacidad de demandar corriente sinusoidal en el lado CA y menores pérdidas en conmutación, ya que sus interruptores bloquean una tensión menor que en el caso de los rectificadores reductores. Sin embargo, precisan inductancias en serie en las tres fases de entrada que aumentan el peso y tamaño del conjunto, así como de un circuito de control bastante complejo. En la Figura 2.23 y en la Figura 2.24 se han incluido dos ejemplos de topologías de rectificadores PWM de carácter elevador con flujo de potencia tanto unidireccional como bidireccional.

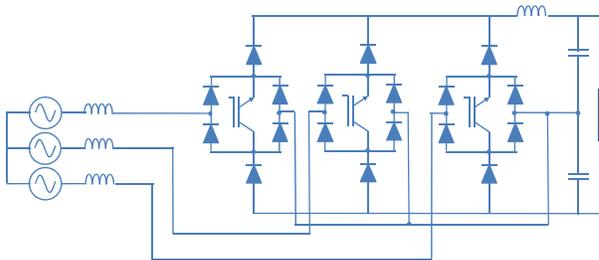


Figura 2.23 Rectificador elevador con flujo de potencia unidireccional (VIENNA, [75]).

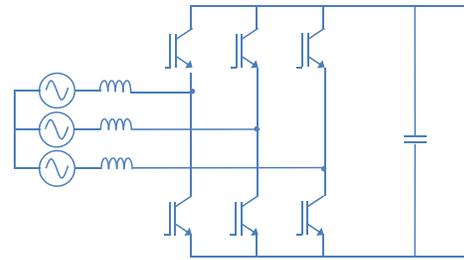


Figura 2.24 Rectificador elevador con flujo de potencia bidireccional.

### *Reductor-elevador*

Los rectificadores de este tipo están formados por la combinación de un convertidor elevador y otro reductor ([77]-[80]) como se puede observar en el ejemplo de la Figura 2.25. De esta forma, se obtiene un amplio rango de control de la tensión CC de salida, cuyo valor puede ser tanto menor como mayor que la tensión de línea aplicada en el lado CA. Recientemente también se ha propuesto alguna topología en una única etapa [81]. En cuanto a los inconvenientes de la topología, son los mismos que en el caso de las topologías reductoras cuyas características se han descrito anteriormente y se encuentran resumidas en la Tabla 2-VIII.

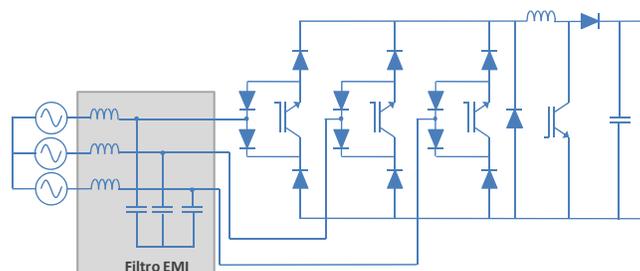


Figura 2.25 Rectificador reductor-elevador con flujo de potencia unidireccional.

### 2.2.2.3 Rectificadores híbridos

Dentro de los rectificadores híbridos se distinguen dos opciones según los convertidores implicados:

- Rectificador no controlado en cascada con un convertidor CC/CC.
- Rectificador no controlado en paralelo con un rectificador PWM.

#### *Rectificador no controlado en cascada con convertidor CC/CC*

Se trata de un convertidor CA/CC en dos etapas en los que la rectificación es llevada a cabo por un puente de diodos, y el control de la tensión de salida es llevado a cabo por el convertidor CC/CC. Este tipo de convertidores se caracterizan por su simplicidad de operación, con modulación con ciclo de trabajo constante. La utilización de un convertidor CC/CC permite aumentar la frecuencia de conmutación, lo que reduce el tamaño del filtro de salida necesario.

En términos de la tensión de salida respecto a la tensión de línea de entrada, el rectificador puede ser elevador ([82], [83], [84]), reductor ([85], [86]) o reductor-elevador ([87], [88], [89]) en función del convertidor CC/CC conectado en la salida. En cuanto a la corriente demandada por cada fase del lado CA, presenta un alto contenido armónico de baja frecuencia y es necesaria la utilización de filtros EMI en la entrada.

#### *Rectificador no controlado en paralelo con rectificador PWM*

Este tipo de convertidores CA/CC están formados por la conexión en paralelo de dos rectificadores, uno no controlado y otro PWM ([65], [90], [91]). La potencia total procesada se reparte entre ambos convertidores con objeto de no penalizar el rendimiento. Además, el rectificador PWM está diseñado para demandar una corriente tal, que sumada a la que demanda el rectificador no controlado, la corriente demandada por el conjunto sea sinusoidal. De esta forma, es posible combinar la robustez y eficiencia de los rectificadores pasivos con la demanda de corriente con baja distorsión armónica propia de los rectificadores PWM. Sin embargo, para conseguirlo es necesario combinar dos rectificadores, lo que aumenta el número de componentes necesarios, como se ilustra en la Figura 2.26 mediante un ejemplo.

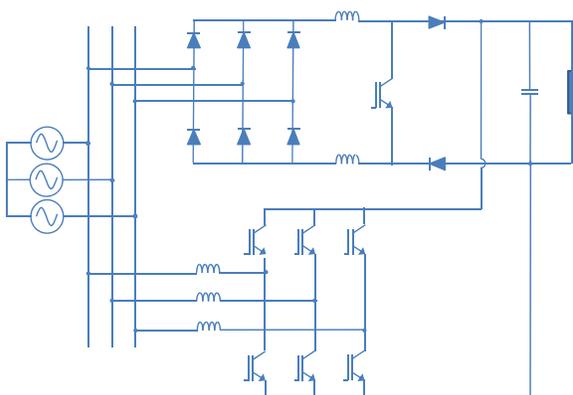


Figura 2.26 Rectificador híbrido trifásico formado por la conexión en paralelo de un rectificador no controlado y un rectificador PWM elevador [91].

Una vez presentadas y descritas las distintas topologías, sus características más relevantes se resumen en la Tabla 2-VIII para facilitar su comparación. En el caso de los rectificadores activos, se proporciona el rango de tensión CC de salida ( $V_{cc}$ ) que es posible obtener, respecto a la amplitud de la tensión de fase-neutro ( $V_{pA}$ ) aplicada en la entrada CA.

Tabla 2-VIII Características de los rectificadores trifásicos. Leyenda:  Ventajas,  Inconvenientes.

<b>PASIVOS</b>	<b>Diodos</b>	<input checked="" type="checkbox"/> Robusto. <input checked="" type="checkbox"/> Fiable. <input checked="" type="checkbox"/> Barato. <input checked="" type="checkbox"/> Tensión de salida CC no controlada. <input checked="" type="checkbox"/> Corriente de entrada con alto contenido armónico de baja frecuencia. <input checked="" type="checkbox"/> Tamaño del filtro de salida.	[65]
	<b>Tiristores</b>	<input checked="" type="checkbox"/> Tensión CC de salida controlada. <input checked="" type="checkbox"/> Robusto. <input checked="" type="checkbox"/> Barato. <input checked="" type="checkbox"/> Corriente de entrada con alto contenido armónico de baja frecuencia.	[65]
	<b>Multipulso</b>	<input checked="" type="checkbox"/> Amplio rango de tensión CC de salida controlada. <input checked="" type="checkbox"/> Rizado $\approx 0$ en la tensión CC de salida. <input checked="" type="checkbox"/> Reducción de la DAT de la corriente de entrada. <input checked="" type="checkbox"/> Rendimiento. <input checked="" type="checkbox"/> Transformadores complejos, voluminosos y pesados. <input checked="" type="checkbox"/> Elevado número de componentes. <input checked="" type="checkbox"/> Fiabilidad.	[65], [66], [67], [68], [69]
<b>ACTIVOS</b>	<b>Reductor</b> $0 < V_{CC} < 3/2 V_{pA}$	<input checked="" type="checkbox"/> Tensión CC de salida controlada. <input checked="" type="checkbox"/> Permite generar bajas tensiones de salida. <input checked="" type="checkbox"/> Corriente de entrada con bajo contenido armónico de baja frecuencia. <input checked="" type="checkbox"/> Permite alcanzar factor de potencia unidad. <input checked="" type="checkbox"/> Capacidad de limitación de corriente debida a cortocircuitos. <input checked="" type="checkbox"/> Permite limitar la corriente de arranque. <input checked="" type="checkbox"/> Corriente de entrada conmutada, requiere filtro EMI en lado CA. <input checked="" type="checkbox"/> Semiconductores deben bloquear la tensión de línea. <input checked="" type="checkbox"/> Complejidad del circuito de control.	[68], [70], [71], [72], [73], [74]
	<b>Elevador</b> $V_{CC} > \sqrt{3} V_{pA}$	<input checked="" type="checkbox"/> Tensión CC de salida controlada. <input checked="" type="checkbox"/> Corriente de entrada sinusoidal. <input checked="" type="checkbox"/> Baja EMI. <input checked="" type="checkbox"/> Bajas pérdidas en conmutación. <input checked="" type="checkbox"/> Semiconductores bloquean la mitad de la tensión de salida. <input checked="" type="checkbox"/> Necesidad de inductancias de entrada. <input checked="" type="checkbox"/> Complejidad del circuito de control. <input checked="" type="checkbox"/> Necesidad de precarga de la tensión de salida en el arranque.	[68], [70], [75], [76]
	<b>Reductor-elevador</b> $V_{CC} > 0$	<input checked="" type="checkbox"/> Amplio rango de tensión CC de salida controlada. <input checked="" type="checkbox"/> Permite generar tensiones de salida bajas. <input checked="" type="checkbox"/> Capacidad de limitación de corriente debida a cortocircuitos. <input checked="" type="checkbox"/> Permite limitar la corriente de arranque. <input checked="" type="checkbox"/> Corriente de entrada conmutada requiere filtro EMI en lado CA. <input checked="" type="checkbox"/> Semiconductores deben bloquear la tensión de línea. <input checked="" type="checkbox"/> Complejidad del circuito de control.	[68], [70], [77], [78], [79], [80], [81]
<b>HÍBRIDOS</b>	<b>R. de diodos</b> + <b>CC/CC</b>	<input checked="" type="checkbox"/> Tensión CC de salida controlada. <input checked="" type="checkbox"/> Simplicidad del control. <input checked="" type="checkbox"/> Aumento de la frecuencia de conmutación. Permite reducir el tamaño del filtro de salida. <input checked="" type="checkbox"/> Necesidad de filtro EMI en el lado CA. <input checked="" type="checkbox"/> Corriente de entrada con alto contenido armónico de baja frecuencia.	[68], [70],
	<b>R. diodos</b> + <b>R. PWM</b>	<input checked="" type="checkbox"/> Tensión CC de salida controlada. <input checked="" type="checkbox"/> Corriente de entrada sinusoidal. <input checked="" type="checkbox"/> Robustez. <input checked="" type="checkbox"/> Número de componentes. <input checked="" type="checkbox"/> Tamaño. <input checked="" type="checkbox"/> Complejidad de control.	[65], [90], [91]

#### *2.2.2.4 Justificación de la topología seleccionada para el cargador de baterías*

Como se ha descrito en los apartados anteriores, existen un gran número de topologías rectificadoras capaces de proporcionar una tensión de salida controlada. El rectificador mediante tiristores resulta muy atractivo desde el punto de vista de los fabricantes debido a su robustez, simplicidad y precio. Sin embargo, la corriente demandada por este tipo de convertidores presenta un alto contenido armónico de baja frecuencia que distorsiona la tensión de salida de la fuente auxiliar.

Por ello, la utilización de otras configuraciones de rectificación capaces de demandar corrientes con menor contenido armónico permitiría reducir drásticamente la distorsión armónica total presente en la tensión trifásica CA de salida, proporcionando la tensión CC regulada necesaria para cargar las baterías. En este aspecto, la utilización de rectificadores multipulso implica la inclusión de complejos transformadores de entrada que aumentan significativamente el coste, tamaño y peso del convertidor, así como el aumento del número de componentes, que incide negativamente sobre la fiabilidad del rectificador.

Por otro lado, los rectificadores activos permiten garantizar una tensión CC de salida controlada a la par que una corriente de entrada con bajo contenido armónico sin necesidad de complejos transformadores de entrada. Sin embargo, resultan sistemas más complejos que el rectificador con tiristores, y por tanto menos fiables. Además son más caros, y en general de mayor tamaño. Concretamente, en el caso considerado, la baja tensión de las baterías hace que la topología más adecuada dentro de los rectificadores activos sean los rectificadores de carácter reductor, lo que implica la necesidad de filtros EMI en la entrada CA. Dichos filtros suponen un aumento del coste y el tamaño así como una reducción de las prestaciones dinámicas del convertidor.

Por último, dentro de las topologías de dos etapas, la conexión en paralelo de un rectificador no controlado y otro PWM ofrece la posibilidad de demandar corriente con muy bajo contenido armónico. Sin embargo, supone un número de componentes alto, así como un sistema complejo y de mayor tamaño que los rectificadores mediante tiristores utilizados tradicionalmente por los fabricantes, igual que en el caso de los rectificadores activos.

En cuanto al puente de diodos conectado en cascada con un convertidor CC/CC, el contenido armónico de baja frecuencia de la corriente demandada es similar al del rectificador mediante tiristores. En cuanto a los filtros de entrada y salida, el aumento de la frecuencia de conmutación permite reducir el tamaño del filtro de salida pero implica la necesidad de un filtro EMI en la entrada. Además, el número de componentes es ligeramente mayor que en el rectificador mediante tiristores.

Como conclusión, cabe destacar que la topología preferida por los fabricantes es el rectificador de tiristores debido a su robustez, coste y reducido tamaño, a pesar de su comportamiento no lineal. Por tanto, ésta es la topología considerada para implementar el cargador de baterías dentro de la fuente de alimentación auxiliar.

### 2.2.3 Control mediante múltiples lazos

El uso de control mediante múltiples lazos en fuentes de alimentación construidas mediante inversores con un filtro LC de salida, Figura 2.27, es una práctica común en aplicaciones que requieren la generación de una tensión CA de alta calidad con baja distorsión armónica total. Algunos ejemplos de este tipo de aplicaciones se centran en la generación distribuida, los sistemas de almacenamiento de energía, los sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI), etc. En este último caso, la presencia de cargas no lineales conectadas a la SAI provoca la distorsión de la tensión de salida como consecuencia de los armónicos de baja frecuencia presentes en la corriente demandada por dichas cargas, principalmente rectificadores, de forma análoga a como se distorsiona la tensión de salida de la fuente de alimentación auxiliar considerada en esta tesis.

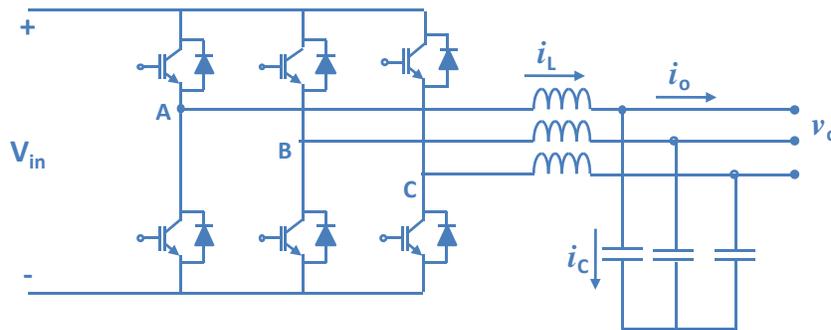


Figura 2.27 Inversor trifásico con filtro LC de salida.

Con objeto de resolver este problema se han publicado en la literatura un número significativo de trabajos que permiten reducir el impacto de los armónicos de baja frecuencia en la tensión de salida, mediante la utilización de múltiples lazos de control anidados. A lo largo de este apartado, se estudian las distintas opciones existentes en relación con la utilización de múltiples lazos de control, así como su aplicabilidad para el control de la fuente de alimentación considerada en esta tesis.

La estructura básica de este tipo de controles se basa en la utilización de un lazo externo de tensión, que proporciona una referencia variable a un lazo interno de corriente con amplio ancho de banda. De esta forma, el lazo externo asegura el correcto seguimiento de la referencia en régimen permanente mientras que el lazo interno de corriente proporciona una rápida respuesta dinámica ante las posibles perturbaciones del sistema [92]. El diagrama de bloques de la estructura de control descrita se representa en la Figura 2.28. En cuanto a las características del lazo interno de corriente y del lazo externo de tensión, se describen en los apartados 2.2.3.1 y 2.2.3.2, respectivamente.

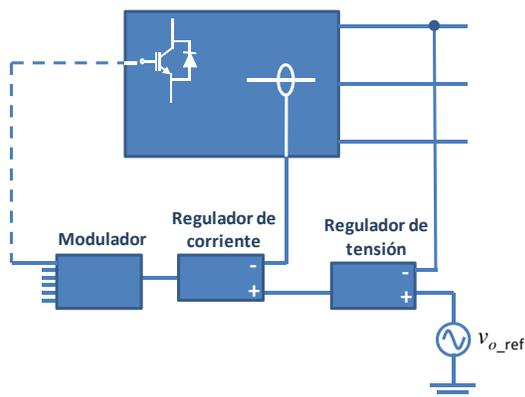


Figura 2.28 Diagrama de bloques del control mediante múltiples lazos de un inversor, formado por un lazo interno de corriente y un lazo externo de tensión.

### 2.2.3.1 Lazo interno de corriente

La magnitud de control del lazo interno de corriente puede ser una de las tres siguientes: la corriente por la bobina de filtro ( $i_L$ ), la corriente por el condensador de filtro ( $i_C$ ) o la corriente de carga ( $i_o$ ), todas ellas identificadas en la Figura 2.27. Cabe destacar que las dos primeras ( $i_L$ ,  $i_C$ ) son las magnitudes de control utilizadas generalmente [92], y que las características de funcionamiento del sistema son muy dependientes de la magnitud seleccionada como variable de control para el lazo interno de corriente [93], como se explica a continuación.

#### *Realimentación de la corriente por el condensador de filtro*

La estructura de control cuando el lazo interno se diseña a partir de la corriente por el condensador corresponde a la representada en la Figura 2.29. Como se puede observar, el lazo externo de tensión impone la referencia del lazo interno de corriente. Dicha referencia es esencialmente sinusoidal y dado que la corriente que circula por el condensador es también sinusoidal, el error entre ambas que se propaga por el lazo es pequeño y, por tanto, el error en la tensión de salida debido al contenido armónico no deseado se mantiene bajo incluso si la ganancia del lazo externo es pequeña.

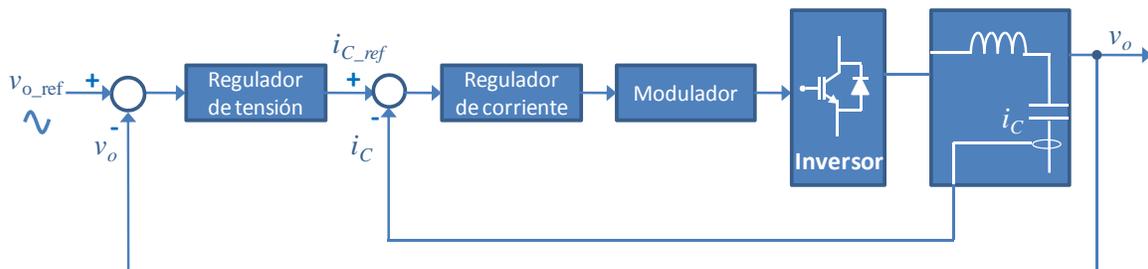


Figura 2.29 Diagrama de bloques de una estructura de control con lazo interno de corriente (en el condensador) y lazo externo de tensión.

Por consiguiente, esta configuración del control mediante múltiples lazos permite obtener una respuesta sin error en régimen permanente para el primer armónico y una DAT en la tensión de salida filtrada ( $v_o$ ) muy baja. En términos de respuesta transitoria, se obtiene también un comportamiento muy satisfactorio ya que, cuando se produce un cambio en la carga, la corriente por el condensador cambia instantáneamente, con independencia de la corriente por la bobina. Por lo tanto, los escalones de carga se reflejan como un cambio instantáneo de corriente por el condensador y son corregidos rápidamente por el lazo interno de corriente [93].

Como consecuencia cabe destacar que se trata de un sistema de control que presenta una buena respuesta dinámica y bajo error en régimen permanente, cuya implementación es sencilla y barata ya que los sensores necesarios son de coste moderado. El problema principal que presenta esta configuración es que no permite implementar la protección contra sobre-corriente de forma sencilla, ya que la corriente de salida del inversor no se mide dentro de este esquema de control.

#### *Realimentación de la corriente por la bobina de filtro*

El diagrama de bloques del esquema de control con múltiples lazos cuando el lazo interno controla la corriente por la bobina es el de la Figura 2.30. En este caso, el lazo externo de tensión genera la referencia para la corriente circulante por la bobina, dicha corriente contiene los

armónicos debidos al funcionamiento de las cargas no lineales. Por tanto, el error debido al contenido armónico se propaga por el lazo cerrado distorsionando la tensión de salida, siendo compensado por el lazo externo de tensión mediante un nuevo ajuste de la referencia de corriente. Como consecuencia, se trata de una compensación que depende de la ganancia del lazo externo de tensión, que a su vez es sensible a la carga conectada [93].

Si se compara el esquema de control con corriente por la bobina con el esquema con corriente por el condensador, se puede decir que aparte de obtener una respuesta dinámica peor que la obtenida utilizando la corriente por el condensador, este esquema presenta un coste mayor dado que la medida de corriente por la bobina requiere sensores con mayor ancho de banda, debido a que contiene la mayor parte de los armónicos debidos a la corriente de carga.

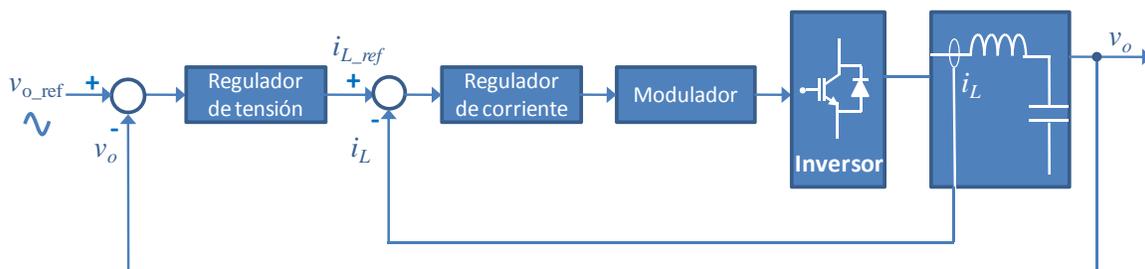


Figura 2.30 Diagrama de bloques de una estructura de control con lazo interno de corriente (en la bobina) y lazo externo de tensión.

Con objeto de eliminar la dependencia de la tensión de salida respecto a la corriente de carga, es posible utilizar el esquema de control de la Figura 2.31, en el que la corriente de carga ( $i_o$ ) se utiliza para desacoplar la tensión de salida de la corriente de carga ([93], [94]). De esta forma, se construye, indirectamente, un lazo interno de corriente con corriente en el condensador, ya que  $i_c = i_L - i_o$ . Ello implica la utilización de un tercer sensor para la corriente de carga, lo que aumenta el coste del sistema total (dos sensores de corriente con gran ancho de banda por fase) y la complejidad respecto al esquema con corriente por el condensador. Sin embargo, con esta implementación se garantizan las prestaciones dinámicas del esquema de control con corriente por el condensador y se puede implementar de forma sencilla la protección contra sobrecorriente del inversor.

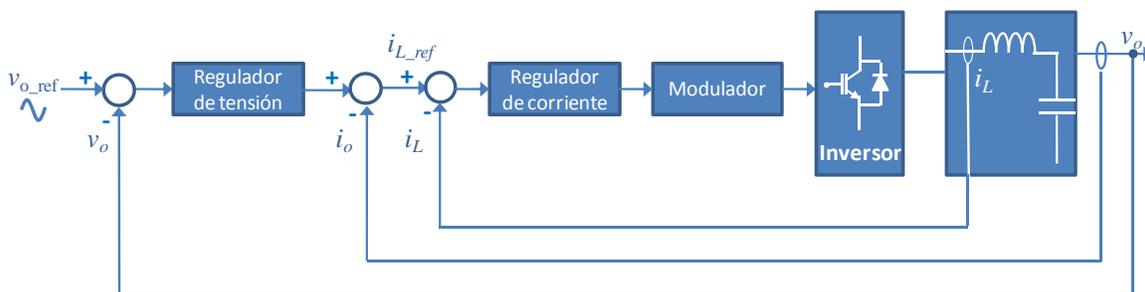


Figura 2.31 Diagrama de bloques de una estructura de control con lazo interno de corriente (en la bobina), *feedforward* de la corriente de carga y lazo externo de tensión.

Con objeto de facilitar la comparación de las tres estructuras de lazo interno de corriente descritas en los párrafos anteriores, se ha incluido un resumen de sus características principales en la Tabla 2-IX.

Tabla 2-IX Características del sistema formado por un inversor+filtro LC controlado mediante lazo interno de corriente y lazo externo de tensión, en función de la magnitud de control del lazo interno de corriente.

 Leyenda:  Ventajas,  Inconvenientes.

<b>Corriente por el condensador (<math>i_C</math>)</b>	<input checked="" type="checkbox"/> Respuesta dinámica. <input checked="" type="checkbox"/> Buena compensación de armónicos debidos a cargas no lineales incluso si la ganancia del lazo externo es pequeña. <input checked="" type="checkbox"/> Sensores de corriente baratos.  <input checked="" type="checkbox"/> No permite la implementación directa de la protección de sobrecorriente.
<b>Corriente por la bobina (<math>i_L</math>)</b>	<input checked="" type="checkbox"/> Implementación sencilla de la protección de sobrecorriente.  <input checked="" type="checkbox"/> Sensible a las perturbaciones debidas a armónicos de baja frecuencia demandados por cargas no lineales. Compensación de armónicos dependiente de la ganancia del lazo externo de tensión. <input checked="" type="checkbox"/> Peor respuesta dinámica que el esquema con corriente por el condensador ( $i_C$ ) <input checked="" type="checkbox"/> Coste de los sensores de corriente.
<b>Corriente por la bobina (<math>i_L</math>) y feedforward de la corriente de carga (<math>i_o</math>)</b>	<input checked="" type="checkbox"/> Respuesta dinámica. <input checked="" type="checkbox"/> Buena compensación de armónicos debidos a cargas no lineales incluso si la ganancia del lazo externo es pequeña. <input checked="" type="checkbox"/> Implementación sencilla de la protección de sobrecorriente.  <input checked="" type="checkbox"/> Mayor número de sensores. <input checked="" type="checkbox"/> Coste de los sensores.

En términos de implementación del lazo interno de control de corriente, en [96] se proporciona una visión de conjunto de las técnicas disponibles clasificadas según el regulador sea lineal o no lineal. Dentro del grupo de los reguladores lineales cabe destacar los reguladores PI convencionales, reguladores PI aplicados junto con la teoría de vector espacial tanto en el sistema de referencia síncrono (d-q) como en el estacionario ( $\alpha$ - $\beta$ ), control predictivo con tiempo de establecimiento finito (*dead-beat*), etc. Mientras que dentro de los reguladores no lineales destaca el regulador mediante histéresis.

### 2.2.3.2 Lazo externo de tensión

El diseño del lazo externo de tensión se puede abordar desde dos perspectivas diferentes, mediante la compensación instantánea de cualquier desviación de la tensión de salida respecto a la referencia, o bien mediante la compensación en el lazo de tensión de un conjunto determinado de armónicos de baja frecuencia [95].

#### *Compensación instantánea de las desviaciones de la tensión de salida*

Este tipo de lazo externo de tensión tiene como objetivo la compensación instantánea de cualquier desviación de la tensión de salida respecto a la referencia. Sin embargo, en presencia de cargas no lineales, los armónicos de la corriente demandada por dichas cargas se reflejan en forma de armónicos de tensión en la salida filtrada del inversor. En este caso, para compensar las desviaciones introducidas por dichos armónicos respecto a la referencia sinusoidal es necesario ampliar el ancho de banda del regulador de tensión, de forma que incluya un número significativo de armónicos múltiplos de la frecuencia fundamental. Si se consigue obtener dicho ancho de banda, es posible compensar los armónicos no deseados cuya frecuencia sea menor que el ancho de banda obtenido. Sin embargo, esta especificación puede resultar difícil de cumplir, especialmente en aplicaciones de alta potencia, en las que la frecuencia de conmutación está limitada por las pérdidas de conmutación de los dispositivos semiconductores.

La implementación más tradicional de este tipo de esquemas de control es la utilización de reguladores PI ([97]-[98]), que resulta sencilla y fácil de implementar. Sin embargo, la utilización de control predictivo permite mejorar las prestaciones obtenidas con los reguladores PI.

Existen muchos trabajos en la literatura que implementan el lazo de tensión de una estructura como la considerada en este apartado, mediante técnicas de control predictivo [99]-[104]. Todas estas técnicas de implementación del regulador se basan en la utilización de modelos para predecir el comportamiento de las variables hasta un determinado horizonte temporal, utilizando dicha predicción para la selección de la acción de control óptima en función de un criterio establecido previamente [105]. Su principal desventaja se centra en la necesidad de utilizar modelos del sistema, que pueden resultar complejos de obtener, y cuya precisión influye en las prestaciones obtenidas.

### *Compensación de armónicos seleccionados*

Como se ha comentado anteriormente, la compensación instantánea de las desviaciones de la tensión de salida respecto a la referencia requiere la utilización de anchos de banda amplios. Sin embargo, en aplicaciones en las que la frecuencia de conmutación se encuentra limitada, el ancho de banda disponible puede no ser suficiente para proporcionar una tensión CA de salida con un contenido armónico suficientemente bajo. Como consecuencia, especialmente en aplicaciones de alta potencia, la distorsión armónica obtenida en la tensión de salida puede ser bastante alta.

Con objeto de mejorar el nivel de DAT presente en la salida, numerosos autores han optado por estrategias de control orientadas a controlar el primer armónico y compensar únicamente un número determinado de armónicos de baja frecuencia. Para ello, se lleva a cabo la regulación del primer armónico y se añade control adicional capaz de modificar la señal de error generada para el primer armónico, de forma que también se cancelen los armónicos considerados.

Una de las posibles implementaciones de este concepto de control se basa en la introducción de filtros resonantes sintonizados a las frecuencias de los armónicos dentro del lazo de realimentación de tensión, como se propone en [106] a [109]. Sin embargo, dado que es necesario al menos un filtro para cada frecuencia armónica a compensar, el aumento del número de armónicos a filtrar aumenta sensiblemente la complejidad y el coste computacional del regulador. Para solventar este problema, se ha propuesto la sustitución de los filtros resonantes por una estructura formada por un regulador repetitivo y varios *feedforward*, de forma que se simplifica la implementación y es posible tener en cuenta un número infinito de armónicos ([110], [111]).

Otras posibles implementaciones se basan en la regulación de un grupo de armónicos mediante técnicas de control en el sistema de referencia síncrono (control d-q) como se propone en [112], o la utilización de *sliding-mode control* [113], que se caracteriza por la dificultad de determinación de las superficies de control, etc.

### **2.2.3.3 Aplicabilidad del control mediante múltiples lazos a la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada**

En términos generales, la utilización de lazos anidados para el control de un inversor con filtro LC de salida proporciona buena respuesta dinámica, ausencia de error en régimen permanente, así como la generación de una tensión CA de salida con baja DAT incluso en presencia de cargas no lineales. Sin embargo, en el caso de la fuente de alimentación para servicios auxiliares considerada

en esta tesis y que se representa en la Figura 2.32, es necesario tener en cuenta que el ancho de banda máximo del control se encuentra limitado por un aspecto propio de la aplicación: el ancho de banda del filtro LC de entrada.

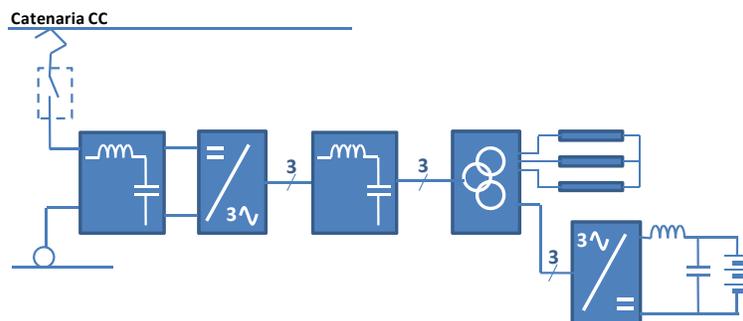


Figura 2.32 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y cargador de baterías.

Habitualmente, el ancho de banda de dicho filtro de entrada se encuentra en el orden de las decenas de Hz, típicamente 15Hz, por lo que es el elemento que impone la dinámica del sistema, impidiendo la utilización de un control con alto ancho de banda.

Con objeto de ilustrar el efecto del ancho de banda del filtro sobre la dinámica del sistema se ha llevado a cabo la simulación del esquema simplificado de la Figura 2.33. En dicho esquema se ha considerado un inversor monofásico con filtro LC de entrada que alimenta una carga lineal y una carga no lineal representada mediante un rectificador de onda completa con filtro por condensador. A efectos de ilustrar la influencia de la frecuencia de corte del filtro de entrada sobre la dinámica del sistema, se ha diseñado un lazo de control con un ancho de banda de 3kHz y se han obtenido resultados de simulación para diferentes frecuencias de corte del filtro de entrada: 100kHz, 1kHz, 15Hz. Por simplicidad, las simulaciones se han llevado a cabo sobre un inversor monofásico.

Sobre los resultados de simulación incluidos en la Figura 2.34 se puede observar que cuando la frecuencia del filtro es mucho mayor que la del lazo de control, el sistema proporciona una respuesta estable. Sin embargo, cuando el ancho de banda del lazo es mayor que el ancho del banda del filtro, el sistema se inestabiliza y, como consecuencia, la tensión CA generada se deteriora aumentando significativamente la distorsión de la tensión de salida.

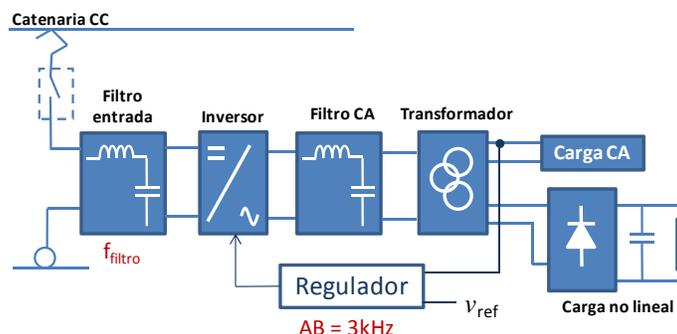


Figura 2.33: Diagrama de bloques del esquema eléctrico utilizado para el análisis del efecto del ancho de banda del filtro LC de entrada.

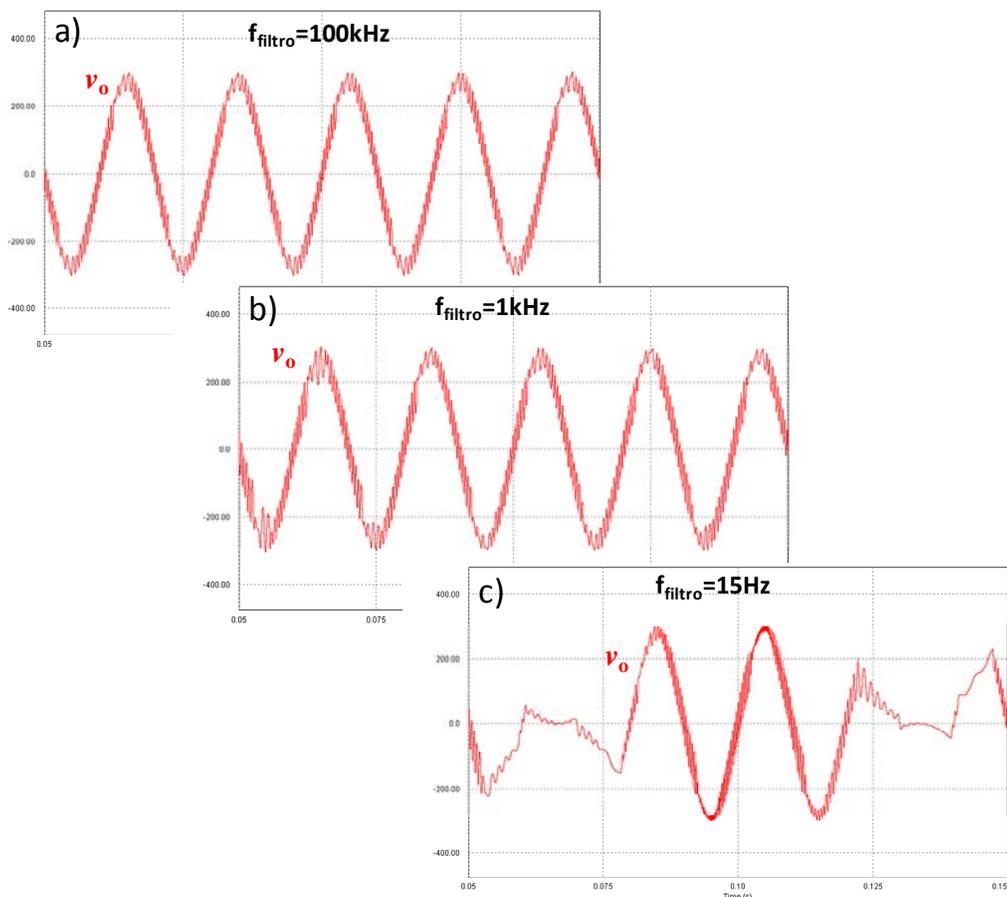


Figura 2.34: Respuesta del sistema de la Figura 2.33 con un lazo de control con ancho de banda de 3kHz y filtro ( $f_{\text{filtro}}$ ) de entrada sintonizado a tres frecuencias distintas: a) 100kHz, b) 1kHz, c) 15Hz. Donde  $v_o$  es la tensión del inversor filtrada.

Por tanto, el ancho de banda del filtro de entrada añade una restricción adicional que debe ser tomada en cuenta con objeto de garantizar la estabilidad del conjunto. Es decir, el ancho de banda máximo disponible está limitado por el ancho de banda del filtro LC de entrada de la fuente de alimentación auxiliar.

### *Compensación instantánea de las desviaciones de la tensión de salida*

Como consecuencia de esta restricción, resulta imposible la aplicación de una estrategia de control mediante dos lazos anidados en la que se utilice la filosofía basada en la compensación instantánea de la tensión de salida.

### *Compensación de armónicos seleccionados*

En cuanto a la estrategia de control basada en la compensación de armónicos seleccionados, ofrece la posibilidad de reducir el ancho de banda necesario en el control a cambio de un aumento significativo de la complejidad del mismo, ya que aparte del lazo de control convencional para garantizar las prestaciones relativas al primer armónico, es necesario añadir un control adicional que permita hacer frente a los armónicos de baja frecuencia debidos al funcionamiento de la carga no lineal. Como consecuencia, también se produce un aumento del coste computacional necesario para

llevar a cabo el control, lo que implica la necesidad de utilizar dispositivos programables con alta capacidad de cálculo tales como DSP o microprocesadores.

#### 2.2.4 Filtrado

Una alternativa para reducir la DAT de la tensión de salida enfoca el problema desde el punto de vista de la introducción de una etapa de filtrado entre la fuente de alimentación y la carga no lineal, de forma que se reduzca o anule el contenido armónico demandado a la fuente de alimentación. Dicha etapa de filtrado se conectará en serie o en paralelo con la carga no lineal en función del tipo de carga, pudiéndose distinguir dos comportamientos típicos, como se establece en [115] y [116].

- Cargas no lineales que funcionan como fuente de corriente (CSNL, *Current Source Non Linear Load*)

Se trata de cargas no lineales en las que la corriente de entrada es la magnitud impuesta por el funcionamiento de la carga. Un ejemplo típico de este tipo de cargas son los rectificadores, tanto controlados como no controlados, con una inductancia suficientemente grande en el lado CC.

En este caso, la presencia de la bobina en el lado CC impone una corriente constante hacia la carga, que se refleja en la entrada como una forma de onda cuasi-cuadrada debido a la conmutación de los diodos/tiristores. Por tanto, se trata de una carga cuyo modelo corresponde a una fuente de armónicos de corriente cuyo valor no depende de las impedancias conectadas en el lado CA. En la Figura 2.35 se representan el modelo de este tipo de carga y las formas de onda típicas de la carga no lineal descrita.

- Cargas no lineales que funcionan como fuente de tensión (VSNL, *Voltage Source Non Linear Load*)

En este caso, la tensión en la entrada de la carga viene impuesta en cierta medida por el comportamiento de la carga no lineal. Típicamente, este tipo de cargas corresponden a rectificadores tanto controlados como no controlados con un condensador en la salida CC.

Si se toma como ejemplo un rectificador no controlado con filtro por condensador en la salida CC, en régimen permanente la tensión de salida es mantenida constante y fija por el condensador de salida. De forma que, cuando una pareja de diodos conduce, la tensión del bus CC de salida es impuesta entre las dos fases que están conduciendo en ese momento, provocando la aparición de segmentos planos en la tensión de entrada de la carga. Como se puede observar en Figura 2.36.

Esta forma de onda de tensión distorsionada es impuesta por el funcionamiento de la carga no lineal y no es influida de forma significativa por las impedancias del sistema, por tanto se trata de cargas cuyo modelo corresponde a una fuente de tensión.

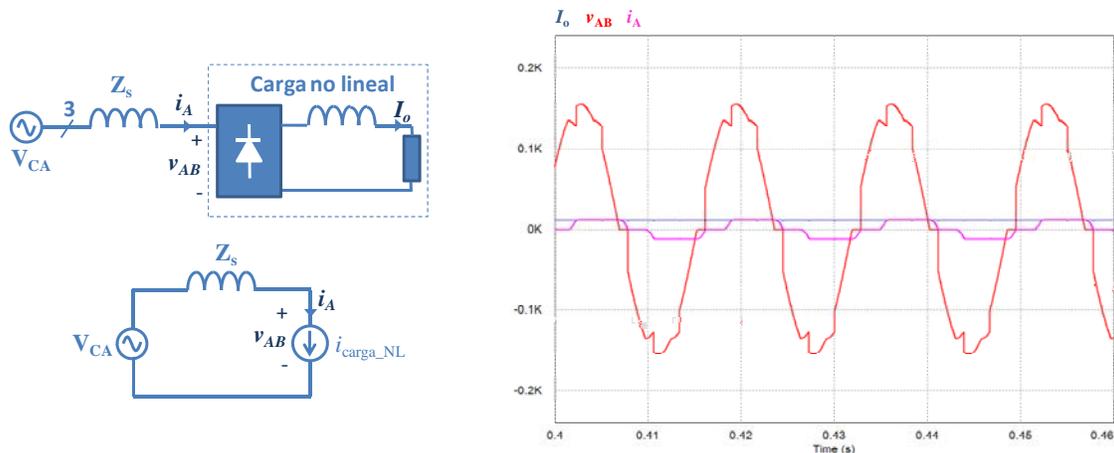


Figura 2.35 Carga no lineal con comportamiento como fuente de corriente y su equivalente monofásico. Formas de onda características de un rectificador con una bobina en la salida CC.  $I_o$  corriente de salida,  $v_{AB}$  tensión de línea en la entrada del rectificador,  $i_A$  corriente demandada por la fase A.

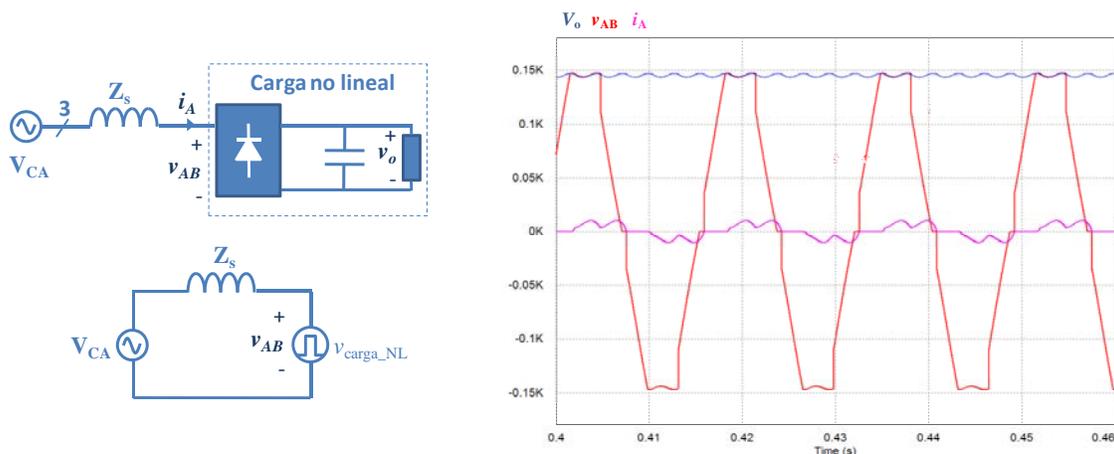


Figura 2.36 Carga no lineal con comportamiento como fuente de tensión y su equivalente monofásico. Formas de onda características de un rectificador con un condensador en la salida CC.  $V_o$  tensión de salida,  $v_{AB}$  tensión de línea en la entrada del rectificador,  $i_A$  corriente demandada por la fase A.

Conocer el tipo de fuente de armónicos presente en el sistema considerado es importante, con objeto de seleccionar adecuadamente el tipo de filtro más adecuado, ya sea pasivo o activo. Una vez descritos los posibles tipos de cargas no lineales, en los siguientes apartados se describen las características más relevantes de las técnicas básicas de filtrado.

### 2.2.4.1 Filtros pasivos

Se conectan en serie o en paralelo con la carga no lineal, dependiendo de si ésta se comporta como una fuente de tensión o como una fuente de corriente, respectivamente.

En el caso de los filtros pasivos paralelo, Figura 2.37, su instalación en las proximidades de la carga no lineal proporciona un camino de baja impedancia que absorbe las corrientes armónicas provenientes de la carga, evitando su propagación al resto del sistema [115]. Cada filtro conectado se sintoniza a la frecuencia del armónico que se desea eliminar, formando un conjunto compuesto por tantos filtros como armónicos se desea eliminar.

Por su parte, los filtros pasivos serie, Figura 2.38, proporcionan una alta impedancia a las frecuencias armónicas consideradas, de forma que bloquean los armónicos de tensión de la carga [115]. Como en el caso anterior, es necesario colocar tantos filtros como frecuencias armónicas se desee bloquear.

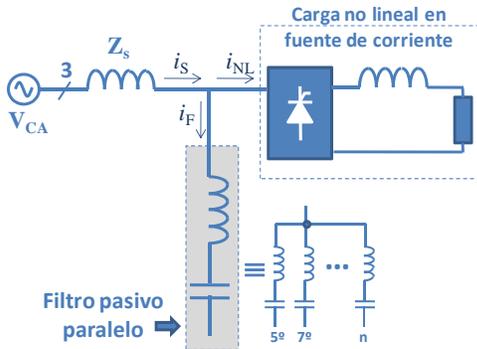


Figura 2.37 Filtro pasivo paralelo para cargas no lineales en fuente de corriente.

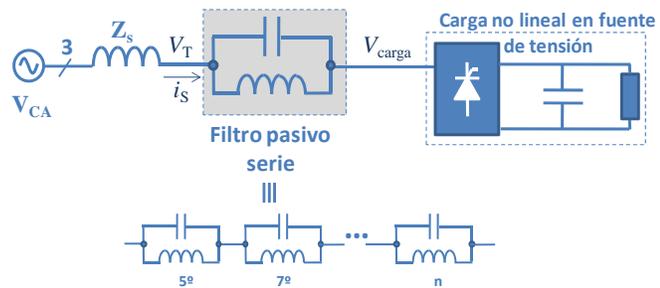


Figura 2.38 Filtro pasivo serie para cargas no lineales en fuente de tensión.

Tanto si se trata de filtros serie como de filtros paralelo, los filtros pasivos son un sistema robusto, con buen rendimiento y bajo mantenimiento pero poco flexible, ya que una vez diseñado e instalado, ni su tamaño ni su frecuencia de sintonización son fáciles de modificar [117]. Además, el diseño de este tipo de filtros es complejo, ya que es difícil seleccionar la frecuencia y el ancho de banda adecuado para los filtros de forma que se garantice que no se producirán resonancias con la impedancia del sistema. En caso de producirse, se podrían amplificar determinados armónicos aumentando la distorsión armónica presente en el sistema en lugar de reducirla. Como consecuencia de esta interrelación entre el filtro y la impedancia del sistema, es necesario diseñar cada filtro o banco de filtros para la aplicación concreta en la que se vayan a utilizar.

Por otro lado, dado el nivel de precisión necesario para evitar la aparición de resonancias no deseadas, es necesario incluir en el proceso de diseño el efecto sobre los componentes del filtro de las tolerancias, envejecimiento, temperatura, etc., así como utilizar componentes con bajos niveles de tolerancia. Otro de los inconvenientes más destacables de los filtros pasivos es el tamaño de los componentes que lo forman, ya que generalmente los armónicos a eliminar son de baja frecuencia.

### 2.2.4.2 Filtros activos

El desarrollo de los filtros activos permitió superar algunas de las limitaciones más significativas de los filtros pasivos tradicionales. Desde que se estableciera su principio de funcionamiento en la década de los 70 del siglo XX, el desarrollo de los semiconductores, de topologías eficientes de acondicionamiento de potencia y la disponibilidad de procesadores digitales (DSPs, FPGAs, etc.) que permiten implementar algoritmos de control complejos, han permitido una gran expansión de este tipo de circuitos en el mercado. En la actualidad, los filtros activos de armónicos proporcionan mejores prestaciones de filtrado que los filtros pasivos y son menores en tamaño. Sin embargo, en términos de pérdidas y coste siguen siendo ligeramente peores que los filtros pasivos [118].

Los filtros activos se basan en la utilización de dispositivos electrónicos de potencia para generar componentes armónicas específicas de corriente/tensión, con objeto de cancelar el

contenido armónico debido al funcionamiento de una carga no lineal. En la Figura 2.39 se muestra el diagrama de bloques funcionales que forman un filtro activo [119].

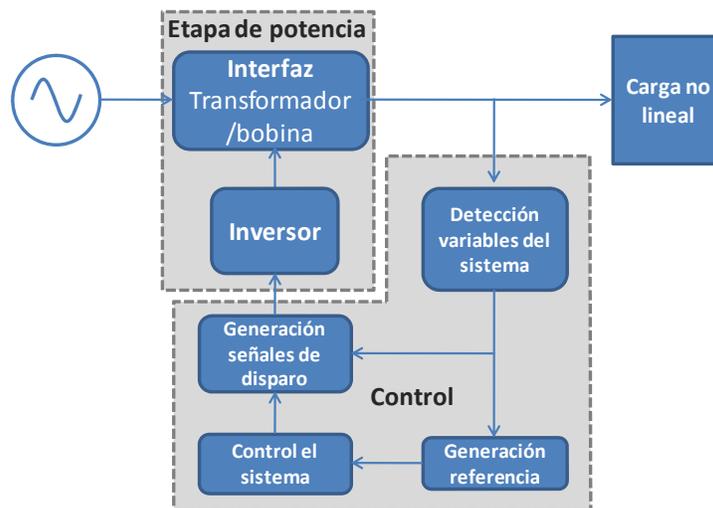


Figura 2.39 Bloques funcionales que forma un filtro activo [119].

Como se puede observar en la Figura 2.39, el control se encarga de la detección de armónicos presentes en el sistema, del control del sistema en su conjunto, y de la generación de la referencia y de las señales de disparo de los interruptores del inversor. Mientras que la etapa de potencia está formada por un inversor y un elemento interfaz que se describirán más adelante.

Con objeto de proporcionar una visión general de los distintos bloques que conforman un filtro activo, distintos autores han publicado artículos que abordan el estudio y comparación de las distintas implementaciones posibles de los bloques funcionales representados en la Figura 2.39. Dentro del control, se encuentran trabajos centrados en la detección de variables del sistema ([119],[120]) y en la estrategia de control ([119]-[124]), que proporcionan una comparación de los distintos métodos existentes.

En cuanto a la etapa de potencia, está formada por un inversor y un elemento que actúa como interfaz entre la salida del inversor y el sistema. Atendiendo a la etapa de potencia, según la clasificación propuesta en [121], los filtros activos se pueden clasificar atendiendo al número de fases: monofásico o trifásico; atendiendo al tipo de convertidor utilizado: inversor en fuente de tensión (VSI) o en fuente de corriente (CSI); y por último, atendiendo a la configuración del filtro: serie, paralelo o una combinación de ambos.

En cuanto al tipo de convertidor utilizado, los inversores empleados en filtros activos se caracterizan por no estar conectados a una fuente de alimentación CC sino que funcionan a partir de la energía almacenada en un elemento reactivo, una bobina en el caso de utilizar un inversor en fuente de corriente o un condensador en el caso de inversores en fuente de tensión. Ambas topologías son susceptibles de ser utilizadas para la implementación de un filtro activo, como se analiza en [126]. En dicho estudio, se establecen las principales ventajas e inconvenientes de ambas topologías, que se resumen en la Tabla 2-X. Sin embargo, en la mayoría de las aplicaciones se utiliza el inversor en fuente de tensión.

Tabla 2-X Ventajas e Inconvenientes de los inversores en fuente de tensión y en fuente de corriente para la implementación de filtros activos [126]. Leyenda:  Ventajas,  Inconvenientes.

	VSI	CSI
Ventajas	<input checked="" type="checkbox"/> Filtrado eficaz de armónicos. <input checked="" type="checkbox"/> Alto rendimiento en condiciones nominales.	<input checked="" type="checkbox"/> Filtrado eficaz de armónicos. <input checked="" type="checkbox"/> Alto rendimiento incluso con bajas cargas.
Inconvenientes	<input checked="" type="checkbox"/> Rizado de conmutación en la corriente de salida. <input checked="" type="checkbox"/> Bajo rendimiento en condiciones de baja carga. <input checked="" type="checkbox"/> Tiempo de vida limitado del condensador eletrolítico necesario para generar el bus CC del inversor.	<input checked="" type="checkbox"/> Bobina necesaria par generar el bus CC del inversor es voluminosa y pesada. <input checked="" type="checkbox"/> Altas pérdidas en el bus CC.

Por último, atendiendo a la configuración del sistema, se distinguen dos tipos básicos de filtros activos: filtros activos serie y filtros activos paralelo. Cuyo principio de funcionamiento y características se describen a continuación:

### *Filtros activos paralelo*

Se conecta en paralelo con la carga no lineal, y su principio de funcionamiento consiste en inyectar armónicos de corriente iguales a los armónicos presentes en la corriente demandada por la carga no lineal, de forma que cancele dicho contenido armónico [115] y evite que fluya hacia la fuente de alimentación. Por tanto, el objetivo de los filtros armónicos paralelo es demandar una corriente sinusoidal a la fuente de alimentación ( $i_s$ ) a partir de la relación de corrientes en el punto de acoplamiento (2.16), como se observa en la Figura 2.40.

$$i_s = i_{NL} - i_F \quad (2.16)$$

De esta forma, se reduce la distorsión armónica de la tensión, ya que se evita la circulación de corrientes armónicas por la impedancia de salida de la fuente de alimentación ( $Z_S$ ).

### *Filtros activos serie*

Este tipo de filtros activos se conectan en serie con la línea de distribución, como se muestra en la Figura 2.41. Su principio de operación se basa en inyectar, a través de un transformador, una tensión  $v_F$  que sumada a la tensión en la entrada de la carga no lineal, mantenga la tensión  $v_S$  completamente sinusoidal y libre de armónicos.

Los filtros activos serie son menos populares que los filtros activos paralelo, principalmente porque deben manejar mayores niveles de corriente que los filtros activos paralelo, sobretodo en el secundario del transformador y, por lo tanto, presentan mayores pérdidas [119].

Sin embargo, la utilización de un tipo u otro de filtro activo está condicionada fundamentalmente por las características de la carga no lineal presente en el sistema, como se demuestra en [116]. En este aspecto cabe destacar que: cuando la carga no lineal se comporta como una fuente de armónicos, el filtro activo óptimo es el filtro activo paralelo, mientras que para cargas no lineales cuyo comportamiento se describe mediante una fuente de armónicos de tensión, el filtro activo que ofrece mejores resultados es el filtro activo serie.

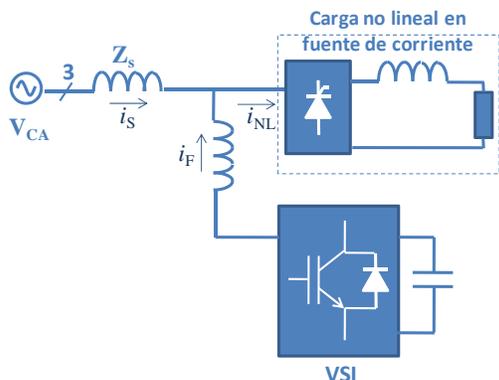


Figura 2.40 Diagrama de bloques de la configuración de un filtro activo paralelo.

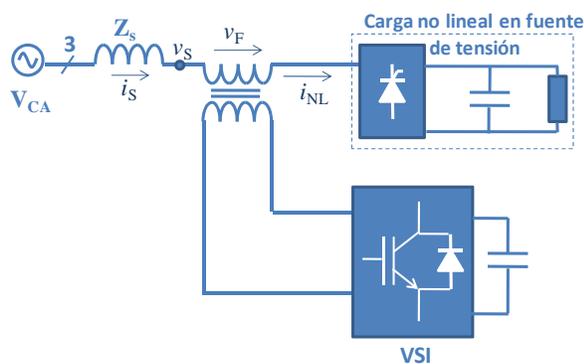


Figura 2.41 Diagrama de bloques de la configuración de un filtro activo serie.

### 2.2.4.3 Filtros Híbridos

Los filtros activos se caracterizan por precisar altas frecuencias de conmutación con objeto de generar los armónicos precisos, lo que aumenta las emisiones electromagnéticas (EMI) y provoca la aparición de ruido de conmutación en la corriente, que debe ser filtrado para evitar interferencias con otros equipos. Sin embargo, es posible superar esta limitación mediante la combinación de filtros activos y pasivos, conocidos como filtros híbridos.

Dichos filtros híbridos permiten combinar las ventajas de ambos tipos de filtros, activos y pasivos, mejorando las prestaciones del filtro obtenido [119]. En la literatura se pueden encontrar muchas combinaciones, muchas de ellas reunidas y comparadas en [115], de la cuales dos configuraciones típicas se muestran en la Figura 2.42 y en la Figura 2.43.

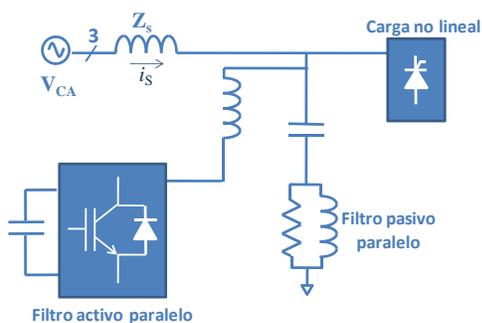


Figura 2.42 Filtro híbrido formado por un filtro activo paralelo y un filtro pasivo paralelo.

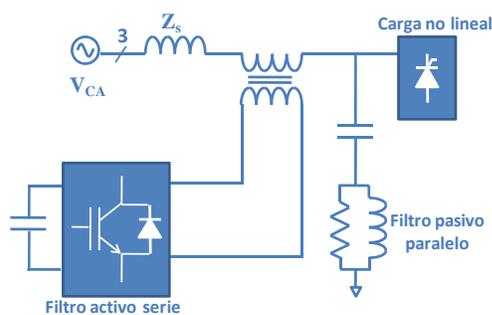


Figura 2.43 Filtro híbrido formado por un filtro activo serie y un filtro pasivo paralelo.

### 2.2.4.4 Aplicabilidad de las técnicas de filtrado descritas a la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada

Las estrategias de filtrado descritas en los apartados anteriores representan una opción capaz de reducir la DAT en la tensión de salida de la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada en este documento, y cuyas características principales se resumen en la Tabla 2-XI.

La utilización de filtros pasivos implica un aumento de peso y volumen poco recomendable en aplicaciones embarcadas como la considerada, en las que el peso y el tamaño de los equipos se encuentran muy limitados.

En el caso de los filtros activos, su utilización también supone un incremento significativo del tamaño y peso del sistema, así como de la complejidad del mismo (inversor adicional, elemento de interfaz con el sistema, etc.). Además, en una aplicación de alta potencia como la considerada, la necesidad de altas frecuencias de conmutación para generar las corrientes de compensación supone un aumento de las pérdidas en el sistema en su conjunto. De forma análoga, los filtros híbridos presentan alta complejidad y aumentan el tamaño, peso y pérdidas del sistema en su conjunto.

En términos de coste, éste no es despreciable en ninguno de los tres casos, sin embargo el coste de los filtros pasivos es ligeramente menor que en el caso de los filtros activos e híbridos [119].

Tabla 2-XI Características más significativas de los filtros pasivos, activos e híbridos.

Leyenda:  Ventajas,  Inconvenientes.

<b>Filtros pasivos</b>	<input checked="" type="checkbox"/> Robusto. <input checked="" type="checkbox"/> Rendimiento. <input checked="" type="checkbox"/> Coste, comparado con filtros activos. <input checked="" type="checkbox"/> Bajo mantenimiento.  <input checked="" type="checkbox"/> Peso. <input checked="" type="checkbox"/> Tamaño de los componentes. <input checked="" type="checkbox"/> Sistema no flexible una vez instalado. <input checked="" type="checkbox"/> Diseño complejo. <input checked="" type="checkbox"/> Posibilidad de resonancias → amplificación de armónicos no deseados. <input checked="" type="checkbox"/> Pérdida de sintonización del filtro por efecto de las tolerancias, envejecimiento, temperatura, etc. <input checked="" type="checkbox"/> Atenuación del primer armónico.	[114], [115], [117]
<b>Filtros activos</b>	<input checked="" type="checkbox"/> Flexibilidad. <input checked="" type="checkbox"/> Prestaciones de filtrado. <input checked="" type="checkbox"/> Tamaño. <input checked="" type="checkbox"/> Diseño independiente de las características de impedancia del sistema receptor.  <input checked="" type="checkbox"/> Pérdidas. <input checked="" type="checkbox"/> Coste. <input checked="" type="checkbox"/> Complejidad. <input checked="" type="checkbox"/> Necesidad de altas frecuencias de conmutación: → EMI. → Ruido de alta frecuencia en la corriente generada para la compensación.	[115], [116], [118], [119] [114] [125]
<b>Filtros Híbridos</b>	<input checked="" type="checkbox"/> Flexibilidad. <input checked="" type="checkbox"/> Prestaciones de filtrado. <input checked="" type="checkbox"/> Diseño independiente de las características de impedancia del sistema receptor.  <input checked="" type="checkbox"/> Pérdidas. <input checked="" type="checkbox"/> Coste. <input checked="" type="checkbox"/> Complejidad.	[115], [119]

### 2.2.5 Resumen del estado de la técnica para la reducción de la DAT en Baja Frecuencia

A lo largo de esta segunda parte del estado de la técnica, centrado en la DAT de Baja Frecuencia, se han descrito diferentes técnicas encaminadas a la reducción de la DAT presente en la tensión de salida de una fuente de alimentación como consecuencia de la presencia de una carga no lineal.

La aplicación considerada en esta tesis es una fuente de alimentación de servicios auxiliares en ferrocarril, que debe alimentar una serie de cargas CA con una tensión CA trifásica con baja DAT y, simultáneamente, cargar un conjunto de baterías. Siendo el esquema de bloques de la fuente de

alimentación el representado en la Figura 2.44.

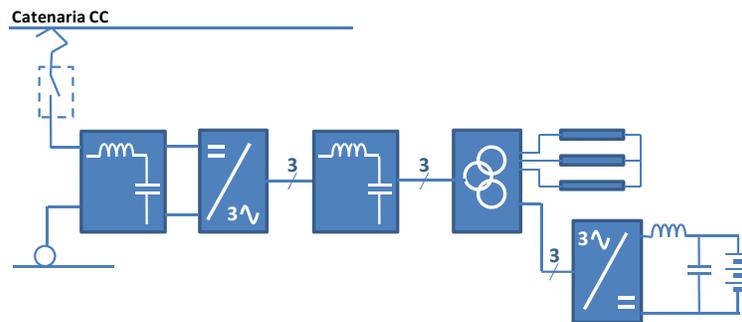


Figura 2.44 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y cargador de baterías.

Dado que la principal fuente de distorsión de baja frecuencia es el cargador de baterías, la solución más directa para reducir la DAT de baja frecuencia sería seleccionar una topología de cargador que demande una corriente con bajo contenido armónico. Como se observa en la Figura 2.44 el cargador de baterías se implementa mediante un rectificador, cuyas distintas topologías se han descrito en el apartado 2.2.2. Sin embargo, a pesar de existir topologías capaces de demandar corrientes de entrada con menor contenido armónico, el cargador de baterías se suele implementar mediante un rectificador trifásico controlado debido a su robustez, fiabilidad y coste. Incluso a pesar de su comportamiento no lineal.

Una vez conocida la topología de cargador considerada, su naturaleza no lineal introduce armónicos de baja frecuencia en el sistema que distorsionan la tensión de salida, aumentando su DAT. Como consecuencia, es necesario adoptar medidas que permitan reducir dicho contenido armónico de baja frecuencia en la tensión de salida. Una vez llevada a cabo la revisión del estado de la técnica expuesta en este apartado, cabe resumir las distintas estrategias revisadas en la Tabla 2-XII, junto con las limitaciones que presentan para su aplicación sobre la aplicación considerada en esta tesis.

Como se ha descrito en puntos anteriores, y se resume en la Tabla 2-XII, el uso de estrategias de control con lazos anidados queda descartado fundamentalmente como consecuencia de las restricciones de ancho de banda debidas al filtro de entrada de la fuente auxiliar para servicios auxiliares. Por otro lado, las técnicas de control con múltiples lazos basadas en la compensación de armónicos seleccionados, si bien no requieren un ancho de banda tan grande, suponen un aumento significativo de la complejidad y del coste computacional del control respecto a las técnicas utilizadas tradicionalmente en fuentes auxiliares de ferrocarril, basadas en tablas de control pre-programadas.

Por último, la utilización de filtros pasivos o activos supone un aumento excesivo del tamaño y el volumen del sistema en el primer caso, y en el caso de los filtros activos supone un aumento del número de componentes y del tamaño del sistema, así como un aumento potencial de las pérdidas del sistema en su conjunto. Por todo ello, no son la opción elegida para reducir el contenido armónico de la tensión de salida de la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada.

Tabla 2-XII Limitaciones de la soluciones del estado de la técnica relativas a la reducción de la  $DAT_{BF}$ , para su aplicación en la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada.

Topologías del cargador de baterías	Rectificador Diodos	<input type="checkbox"/> Tensión de salida no regulada.
	Rectificador Tiristores	<input checked="" type="checkbox"/> Robustez – fiabilidad – coste.
	Rectificador Multipulso	<input type="checkbox"/> Tamaño. <input type="checkbox"/> Coste. <input type="checkbox"/> Complejidad de los magnéticos.
	Rectificador PWM	<input type="checkbox"/> Complejidad control. <input type="checkbox"/> Coste. <input type="checkbox"/> Tamaño.
	Rectificador Híbridos	<input type="checkbox"/> Complejidad control en algunos casos. <input type="checkbox"/> Coste. <input type="checkbox"/> Tamaño.
Control mediante múltiples lazos	Compensación instantánea de las desviaciones de la tensión de salida	<input type="checkbox"/> Restricciones de estabilidad.
	Compensación de armónicos seleccionados	<input type="checkbox"/> Complejidad y coste computacional del control.
Filtrado	Pasivo	<input type="checkbox"/> Posibilidad de resonancias no deseadas. <input type="checkbox"/> Tamaño. <input type="checkbox"/> Peso. <input type="checkbox"/> Coste.
	Activo	<input type="checkbox"/> Complejidad. <input type="checkbox"/> Tamaño. <input type="checkbox"/> Coste.
	Híbrido	<input type="checkbox"/> Complejidad. <input type="checkbox"/> Coste. <input type="checkbox"/> Tamaño. <input type="checkbox"/> Peso.

### 2.2.6 Breve descripción de la solución propuesta para reducir la DAT en Baja Frecuencia

Como se ha comentado en el apartado 2.2.5, el cargador de baterías de la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada, se implementa mediante un rectificador trifásico de tiristores. Por lo tanto, el esquema eléctrico de la fuente de alimentación de servicios auxiliares corresponde al representado en la Figura 2.45.

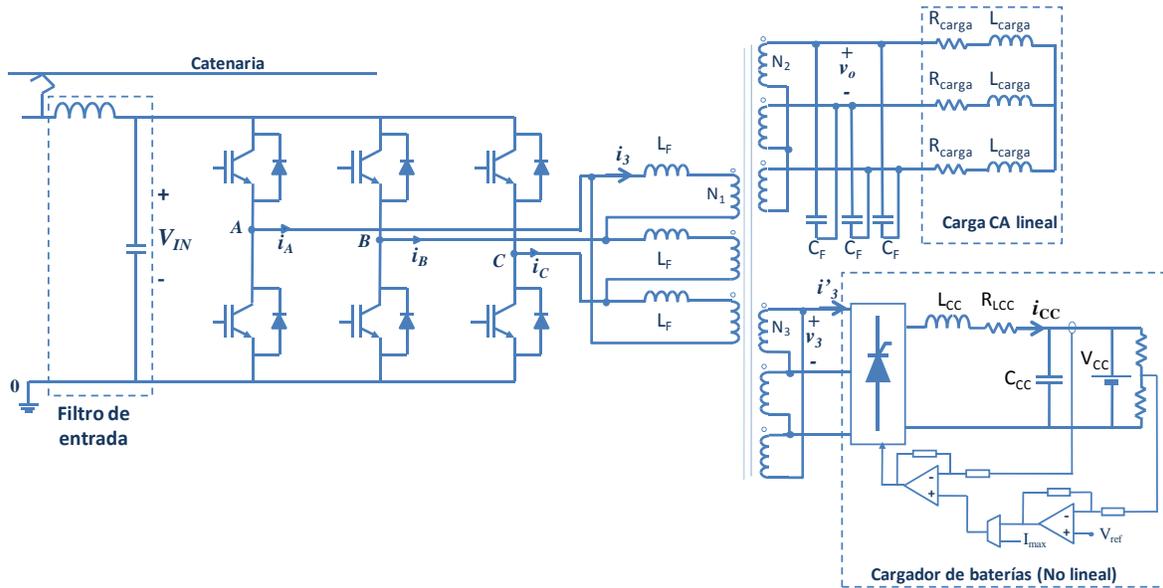


Figura 2.45 Esquema eléctrico de un convertidor auxiliar con salida CA trifásica y cargador de baterías implementado mediante un rectificador trifásico controlado.

Debido a la típica conexión en triángulo del primario del transformador, el equivalente monofásico considerado es el equivalente en tensión de línea dado en la Figura 2.46, donde todos los elementos deben estar referidos al primario teniendo en cuenta la conexión del transformador y su relación de transformación. Cabe destacar que, desde el punto de vista del filtro CA, la carga no lineal formada por el cargador de baterías se comporta como una fuente de corriente, que representa la corriente demandada por dicho cargador.

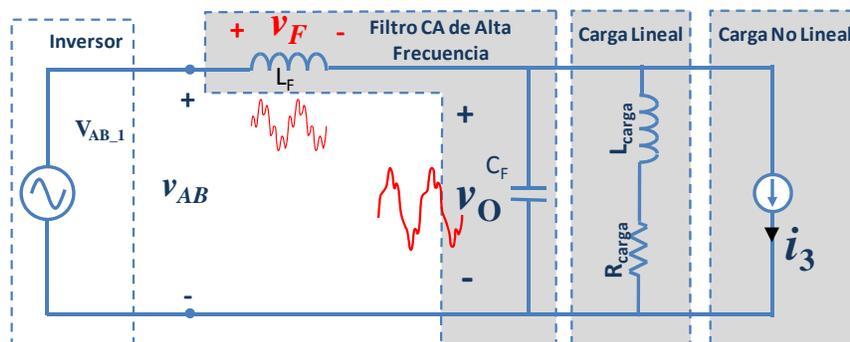


Figura 2.46 Equivalente monofásico en tensión de línea referido al primario del convertidor auxiliar con salida CA trifásica que alimenta una carga lineal y otra no lineal. Descripción cualitativa del efecto sobre la DAT de la tensión de salida, cuando el inversor alimenta una carga lineal y otra no lineal.

Como consecuencia de la naturaleza no lineal del cargador, los armónicos de baja frecuencia presentes en la corriente demandada por el mismo provocan la aparición de tensiones armónicas de baja frecuencia en la bobina de filtro ( $v_F$ ), distorsionando la tensión en la salida del filtro ( $v_F$ ), como se representa en la Figura 2.46 sobre el equivalente monofásico de la fuente de alimentación de servicios auxiliares representada en la Figura 2.45.

La solución propuesta en esta tesis consiste en pre-distorsionar la tensión de salida del inversor a través de su modulación, de forma que se genere un primer armónico controlado ( $V_{AB,1}$ ) y un conjunto de armónicos de baja frecuencia ( $v_F$ ) capaces de cancelar los armónicos de baja frecuencia presentes en la bobina de filtro ( $v_F$ ), como se representa en la Figura 2.47. De esta forma, es posible proporcionar una tensión de salida filtrada con baja DAT.

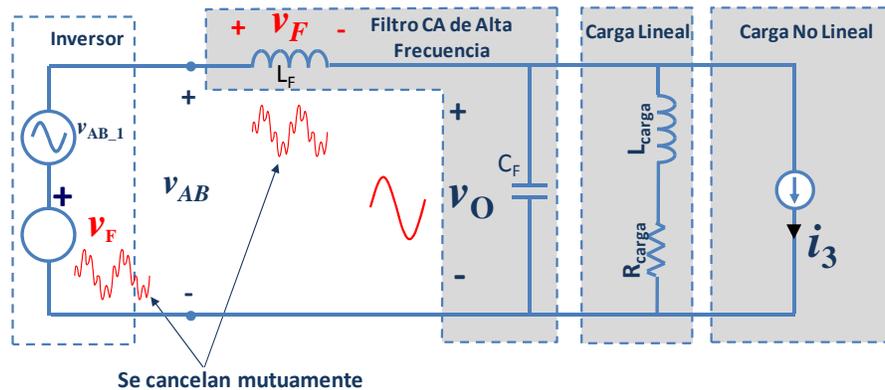


Figura 2.47 Equivalente monofásico del convertidor auxiliar con salida CA trifásica que alimenta una carga lineal y otra no lineal. Descripción cualitativa de la técnica de modulación propuesta para reducir la DAT de la tensión de salida.

Para ello, a lo largo de la presente tesis se presenta el desarrollo de la técnica de modulación propuesta, que se ha denominado “cancelación de armónicos”, y mediante la cual es posible cancelar los armónicos de baja frecuencia presentes en la bobina de filtro como consecuencia del funcionamiento de una carga no lineal conocida, cuyos armónicos de corriente son conocidos de forma precisa para las distintas condiciones de operación del convertidor.

Por lo tanto, se puede decir que se reproduce la estructura de un filtro activo serie, integrado en el propio inversor de la fuente auxiliar, para generar los armónicos de baja frecuencia y todo ello sin necesidad de añadir elementos adicionales al sistema. Por otro lado, y a diferencia de los filtros activos convencionales, el control puede ser cuasi-estático.



## 2.3 Objetivos

El objetivo fundamental de la presente tesis doctoral se centra en la reducción de la distorsión armónica total (DAT) presente en la tensión de salida de las fuentes de alimentación de servicios auxiliares en ferrocarril. En este aspecto, cabe destacar que las fuentes de distorsión armónica fundamentales en este tipo de aplicaciones son dos:

- Distorsión armónica debida a los armónicos de alta frecuencia ( $DAT_{AF}$ ) introducidos por la modulación del inversor.
- Distorsión armónica debida a los armónicos de baja frecuencia ( $DAT_{BF}$ ) debida a la presencia de cargas no lineales en el sistema.

Por lo tanto, es necesario distinguir dos ámbitos de trabajo diferenciados, atendiendo a cuál es la fuente de distorsión armónica más significativa. Por ello, el análisis del estado de la técnica se ha realizado de acuerdo a los dos campos de distorsión armónica, y se ha propuesto una solución distinta para cada uno de ellos.

### *Reducción de la DAT en alta frecuencia*

La reducción de la DAT en alta frecuencia se aborda considerando una de las arquitecturas típicas de fuentes de alimentación de servicios auxiliares, caracterizada por generar un bus CA mediante un conjunto inversor-filtro CA-transformador.

En este caso, el origen de la DAT presente en la tensión de salida es debida a la modulación del inversor. Dado que el comportamiento de las distintas técnicas de modulación es dependiente del índice de modulación, la solución propuesta se centra en la obtención de un modulador óptimo que, para cada índice de modulación, utilice la técnica de modulación que proporcione la menor DAT en la tensión de salida.

El procedimiento de estudio y validación necesario para el desarrollo de dicho modulador se detalla en el capítulo 3, y sigue las líneas generales enumeradas a continuación:

- Selección de las técnicas de modulación involucradas en la comparación, a partir de las técnicas de modulación analizadas en el estado de la técnica.
- Determinación de los factores de mérito para realizar la comparación.
- Definición de las condiciones del estudio comparativo.
- Obtención de resultados de la comparación.
- Propuesta de modulador optimizado.
- Validación experimental del modulador propuesto.

### *Reducción de la DAT en baja frecuencia*

La aplicación considerada para la reducción de la DAT de baja frecuencia se centra en la otra arquitectura típica de fuentes de alimentación de servicios auxiliares. En este caso, la fuente de alimentación considerada debe generar, tanto un bus CA trifásico para la alimentación de los servicios auxiliares, como una salida CC destinada a cargar un conjunto de baterías de *back-up*.

El cargador de baterías integrado en la fuente de alimentación se implementa mediante un rectificador trifásico controlado de tiristores, cuyo comportamiento es no lineal. En este caso, aunque la DAT de alta frecuencia debida a la modulación sigue existiendo, la fuente mayoritaria de

distorsión es debida a los armónicos de corriente de baja frecuencia demandados por el cargador de baterías.

La solución propuesta para reducir la DAT debida a dichos armónicos de baja frecuencia es la implementación de una nueva técnica de modulación llamada cancelación de armónicos. La técnica de cancelación de armónicos se basa en pre-distorsionar la tensión de salida del inversor, de forma que éste genere un primer armónico controlado y un conjunto de armónicos de baja frecuencia que, sumados a aquellos debidos a la carga no lineal, se cancelen mutuamente y desaparezcan de la tensión de salida CA de la fuente de alimentación.

En el capítulo 4 se detalla el fundamento matemático, el análisis y la validación de la técnica de modulación propuesta que, en líneas generales, responde a la siguiente estructura:

- Justificación analítica de la técnica de modulación propuesta:
  - Determinación de la onda pre-distorsionada que debe generar el inversor para cancelar la distorsión de baja frecuencia introducida por el funcionamiento de la carga no lineal. Lo que requiere la caracterización del contenido armónico de la corriente demandada por la carga no lineal mediante el uso de estimadores matemáticos.
  - Obtención analítica de los ángulos de disparo de los IGBTs que proporcionan la tensión pre-distorsionada necesaria en la salida del inversor.
- Validación mediante simulación.
- Análisis de sensibilidad de la técnica de modulación de propuesta frente a la variación de distintos parámetros de la fuente de alimentación.
- Determinación de los límites del espacio de existencia de solución.
- Análisis e implementación del sistema de control.
- Validación experimental.
- Análisis de la posibilidad de implementación *on-line* del concepto de cancelación de armónicos mediante técnicas de modulación PWM.

## Referencias

- [38] P.D. Evans, P. R. Close, “Harmonic Distortion in PWM inverter output waveforms”, IEEE Proceedings on Electric Power Applications, vol. 134, N° 4, Julio 1987, ISSN: 0143-7038
- [39] D. G. Holmes, T. A. Lippo, “Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice” John Wiley and sons, inc. ISBN 0-471-20814-0.
- [40] J. Holtz, “Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion”, Proceedings of the IEEE, Vol. 82, N° 8, August 1994, pp. 1194-1214, ISSN: 0018-9219.
- [41] F. Jenni, D. Wueest, “The optimization parameters of space vector modulation”, Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, 1993, pp. 376 – 381.
- [42] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, “Power Electronics. Converters, Applications and Design” John Wiley and sons, inc. ISBN: 0-471-22693-9
- [43] J. N. Chiasson, L. M. Tolbert, K. J. McKenzie, Zhong Du, “A complete solution to the harmonic elimination problem” 18th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003 (APEC '03), pp: 596 – 602, ISBN: 0-7803-7768-0.
- [44] A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lippo, “Carrier-based PWM VSI Overmodulation strategies: Anlalysis, Comparison, and Design”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, N° 4, pp:674-689, July 1998, ISSN:0885-8993
- [45] J. A. Houldsworth, D. A. Grant, “The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three phase PWM inverter”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-20, N° 5, September/October 1984, pp: 1224-1228, ISSN: 0093-9994.
- [46] M. A. Boost, P. D. Ziogas, “State of the art PWM techniques: a critical evaluation” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, n° 2, March/April 1988, pp: 271 – 280, ISSN : 0093-9994.
- [47] O. Ojo, P. Kshirsagar, “The generalized discontinuous PWM modulation scheme for three phase voltage source inverters” 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society 2003 (IECON 2003), pp: 1629 – 1636, ISBN: 0-7803-7906-3.
- [48] A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lipo, “Simple Analytical and Graphical Tools for Carrier Based PWM Methods”, 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1997. (PESC '97), pp: 1462-1471, ISSN : 0275-9306 Print ISBN: 0-7803-3840-5.
- [49] H. W. van Der Broeck, “Analysis of the harmonics in voltage fed inverter drives caused by PWM schemes with discontinuous switching operation”, Conference Records of the European Power Electricins Conference, 1991, pp.:261-266.
- [50] J. W. Kolar, H. Ertl, F. C. Zach, “Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, n° 6, November/December 1991, pp: 502 – 512, ISBN: 0-87942-553-9
- [51] Y. Wu, C. Y. Leong, R. A. McMahon, “A study of inverter loss reduction using discontinuous pulse width modulation techniques”, Power Electronics, Machines and drives 2006 (PEMD '06), pp. 596-600, ISSN : 0537-9989, Print ISBN: 0-86341-618-7
- [52] H. W. Van Der Broeck, H. Skudelny, G. Stanke, “Analysis and realization of a PWM modulator based on voltage space vectors”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, n° 1, January/February 1988, pp. 142-150, ISSN : 0093-9994.
- [53] K. Zhou, D. Wang, “Relationship between space vector modulation and three phase carrier based PWM: a comprehensive analysis”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 49, N° 1, February 2002, pp: 186 – 196, ISSN: 0278-0046.

- [54] X. Wen, X. Yin, "The unified PWM implementation Method for Three-phase inverters", IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07, pp. 241-246, ISBN: 1-4244-0742-7
- [55] A. Kwasinski, P. T. Krein, P. L. Chapman, "Time Domain Comparison of Pulse Width Modulation Schemes", IEEE Power Electronics Letters, VOL. 1, N° 3, September 2003, pp. 64-68, ISSN. 1540-7985.
- [56] H. S. Patel, R.G. Hoft, "Generalized harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I Harmonic Elimination", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 9, pp. 310-317, May/June 1973.
- [57] H. S. Patel, R.G. Hoft, "Generalized harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II Voltage Control Technique", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 10, pp. 666-673, September/October 1974.
- [58] J. Chiasson, L. M. Tolbert, K. McKenzie, Z. Du, "A complete solution to the harmonic elimination problem", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, N° 2, March 2004, pp. 491 – 499, ISSN : 0885-8993.
- [59] S. R. Bowes, D. Holliday, "Optimal Regular Sampled PWM Inverter Control Techniques", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, N° 3, June 2007, pp. 1547 – 1559, ISSN: 0278-0046
- [60] S. R. Bowes, P. R. Clark, "Regular-sampled Harmonic Elimination PWM control of Inverter Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, N° 5, September 1995, pp. 521-531, ISSN: 0885-8993.
- [61] J. Sun, S. Beineke, H. Grotstollen, "Optimal PWM Based on Real Time Solution of Harmonic Elimination Equations", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, N° 4, July 1996, pp. 612-621, ISSN: 0885-8993.
- [62] S. R. Bowes, S. S. Grewal, "Novel Space-Vector Based Harmonic Elimination Inverter Control", IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. 36, N° 2, March/april 2000, pp. 1616 – 1622, ISBN: 0-7803-5589-X
- [63] A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lipo, "A High performance discontinuous PWM algorithm", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, n°. 5, September/October 1998, ISSN: 0093-9994.
- [64] H. Weng, K. Chen, J. Zhang, R. Datta, X. Huang, L. J. Garces, R. Wagoner, A. M. Ritter, P. Rotondo, "A Four Level Converter with Optimized Switching Patterns for High Speed Electric Drives", IEEE Power Specialist Conference PESC'07, pp. 1585-1591, ISSN: 0275-9306
- [65] R. L. Alves, C. H. I. Font, I. Barbi, "Novel Unidirectional Hybrid Three phase rectifier System employing Boost Topology", IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005 (PESC '05), pp. 487 – 493, ISBN: 0-7803-9033-4
- [66] B. Singh, S. Gairola, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, "Multipulse AC-DC Converters for improving Power Quality: A Review", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, N° 1, January 2008, pp. 260 – 281, ISSN: 0885-8993
- [67] M. Peterson, B. N. Singh, "Multipulse controlled AC-DC converters for harmonic mitigation and reactive power management", Power Electronics (IET), July 2009, Vol. 2, Issue: 4, pp. 443 – 455, ISSN: 1755-4535

- [68] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari, "A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, N° 3, June 2004, pp. 641 – 660, ISSN: 0278-0046
- [69] J. R. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, E. P. Wiechman, P. W. Hammond, F. W. Santucci, R. Alvarez, R. Musalem, S. Kouro, P. Lezama, "Large Current Rectifiers: State of the Art and Future Trends", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, N° 3, June 2005, pp. 738 – 746, ISSN: 0278-0046
- [70] J. W. Kolar, T. Friedli, "Three Phase PFC Rectifier and AC-AC converter Systems" 26th Annual Applied Power Electronics Conference 2011 (APEC'11) Seminar 15
- [71] S. Kelkar, C. P. Henze, "A high performance Three-Phase Unity Power Factor Rectifier using Interleaved Buck-derived Topology for High Power Battery Charging Applications", *IEEE Power Electronics Specialist Conference 2001 (PESC '01)* pp. 1013-1018, ISSN: 0275-9306, ISBN: 0-7803-7067-8
- [72] H.F. Bilgin, K.N. Kose, G. Zenginobuz, M. Ermis, E. N. I. Cadirci, H. Kose, "A Unity Power Factor Buck Type PWM Rectifier for Medium/High Power DC Motor Drive Applications" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, N° 5, September/October 2002, pp. 321-334, ISSN: 0093-9994
- [73] T. Nussbaumer, M. Baumann, J. W. Kolar, "Comprehensive Design of a Three-Phase Three-switch Buck-Type PWM Rectifier", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, N° 2, March 2007, pp. 551 – 562, ISSN: 0885-8993
- [74] N. Noroozi, M. R. Zolghadri, M. Ferdwsii, "A Soft Switching Three-Phase Three Switch Buck Rectifier", 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2010), pp. 321-326, ISSN: 1553-572X
- [75] J. W. Kolar, U. Drogenik, F. C. Zach, "VIENNA rectifier II – A Novel Single Stage High Frequency Isolated Three Phase PWM Rectifier System", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol 46, N° 4, August 1999, pp. 674-691, ISSN: 0278-0046
- [76] J. Minibock, J. W. Kolar, "Novel concept for mains voltage proportional input current shaping of a VIENNA rectifier eliminating controller multipliers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume: 52 , Issue: 1, February 2005, pp. 162 – 170, ISSN: 0278-0046
- [77] T. Nussbaumer, J. W. Kolar, "Comparison of 3-Phase Wide Output Voltage Range PWM Rectifiers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, N° 6, December 2007, pp. 3422 – 3425, ISSN: 0278-0046
- [78] V. F. Pires, J. F. Silva, "Three-Phase Single-Stage Four-Switch PFC Buck-Boost Type Rectifier", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, N° 2, April 2005, pp. 444 – 453, ISSN: 0278-0046
- [79] L. S. Yang, T. J. Liang, J. F. Chen, "Analysis and Design of a Novel Three-Phase AC-DC Buck-Boost Converter" *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, N° 2, March 2008, pp. 707 – 714, ISSN: 0885-8993
- [80] M. Baumann, U. Drogenik, J. W. Kolar, "New wide input voltage range three phase unity power factor rectifier formed by integration of a three switch buck derived front-end and a DC/DC boost converter output stage", 22nd International Telecommunications Energy Conference 2000 (INTELEC '00), pp. 461 – 470, ISBN: 0-7803-6407-4.

- [81] A. R. Borges, I. Barbi, “Study of a single stage buck-boost three-phase rectifier with high power factor operating in discontinuous conduction mode (DCM)”, Brazilian Power Electronics Conference 2009 (COBEP '09), pp. 870-878, ISSN: 2175-8603, ISBN: 978-1-4244-3369-8
- [82] P. J. Grbovic, P. Delarue, P. Le Moigne, “A novel Three Phase Diode Boost Rectifier Using Hybrid Half-DC-Bus voltage rated Boost Converter” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, N° 4, April 2011, pp. 1316 – 1329, ISSN: 0278-0046
- [83] A. R. Prasad, P. D. Ziogas, S. Manias, “An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers”, IEEE Transactions on Power Electronics, January 1991, Vol. 6, N° 1, pp. 83-92, ISSN: 0885-8993
- [84] L. Jianlin, H. Shuju, X. Honghua, “A kind of direct-driven WECS using single-switch three-phase Boost rectifier”, IEEE International Conference on Industrial Technology 2008 (ICIT '08), pp. 1-6, ISBN: 978-1-4244-1705-6
- [85] H. pouliquen, N. Buchheit, J. Lethelliez, “Control of a Single Switch Three Phase Rectifier operating in Continuous Conduction Mode” 5th International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives 1994 (PEVSD '94), pp. 301-306
- [86] Y. Nidhida, “A new simple topology for three phase buck mode PFC rectifier” 11th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition 1996 (APEC '96), pp. 531-537, ISBN: 0-7803-3044-7
- [87] J. A. Pomilio, G. Spiazzi, “High precision current source using low loss, single switch, three phase AC/DC converter” IEEE Transactions on Power Electronics, July 1996, Vol 11, N° 4, pp. 561-566, ISSN: 0885-8993
- [88] J. Minbock, J. W. Kolar, “Design and experimental investigation of a single-switch three-phase flyback-derived power factor corrector”, 22nd International Telecommunications Energy Conference 2000 (INTELEC '00), pp. 471 – 478, ISBN: 0-7803-6407-4
- [89] F. Stogerer, J. Minibock, J. W. Kolar, “Design and experimental verification of a novel 1.2kW 480Vac/24Vdc two switch three phase DCM flyback type unity power factor rectifier”, IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference 2001 (PESC. '01), pp. 914-919, ISBN: 0-7803-7067-8
- [90] R. L. Alves, I. Barbi, “Analysis and Implementation of a Hybrid High-Power Factor Three-Phase Unidirectional Rectifier”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, N° 3, March 2009, pp. 632 – 640, ISSN: 0885-8993
- [91] C. H. I. Font, I. Barbi, “A new Power Factor Bidirectional Hybrid Three-Phase Rectifier”, 21st Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2006 (APEC '06), pp. 1300-1306, ISBN: 0-7803-9547-6.
- [92] P. C. Loh, D. G. Holmes, “Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered Voltage-Source and Current-Source Inverters” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, N° 2, March/April 2005, pp. 644 – 654, ISSN: 0093-9994
- [93] P. C. Loh, M. J. Newman, D. N. Zmood, D. G. Holmes, “A Comparative Analysis of Multiloop Voltage Regulation Strategies for single and Three-Phase UPS Systems” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, N° 5, September 2003, pp. 1176 – 1185, ISSN: 0885-8993
- [94] A. Emadi, A. Nasiri, S. B. Bekiarov, “Uninterruptible power supplies and active filters”, CRC Press 2005, chapter 1, page 45, ISBN: 0-8493-3035-1

- [95] S. Buso, P. Mattavelli, "Digital Control in Power Electronics", Synthesis Lectures on Power Electronics #2, Morgan & Claypool Publishers 2006, chapter 5, ISBN: 1-59829-112-2
- [96] M. P. Kazmierkowski, L. Malesani, "Current Control Techniques for Three Phase Voltage Source PWM converters: a Survey" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, n° 5, October 1998, pp. 691 – 703, ISSN: 0278-0046
- [97] L. Li, T. Jin, K. M. Smeadley, "A new analog controller for three phase voltage generation inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, N° 3, August 2008, pp. 2894 – 2902, ISSN: 0278-0046
- [98] G. Willman, D. F. Coutinho, L. F. Alves Pereira, F. B. Líbano, "Multiple Loop H-Infinity Control Design for Uninterruptible Power Supplies", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, N° 3, June 2007, pp. 1591 - 1602, ISSN: 0278-0046
- [99] T. Kawabata, T. Miyashita, Y. Yamamoto, "Dead Beat Control of Three Phase PWM Inverter" IEEE Transactions on Power Electronics" Vol. 5, N° 1, January 1990, pp. 21-28, ISSN: 0885-8993
- [100] O. Kukrer, "Deadbeat control of a Three Phase Inverter with an Output LC Filter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, N° 1, January 1996, pp. 16-23, ISSN: 0885-8993
- [101] S. Buso, S. Fasolo, P. Mattavelli, "Uninterruptible Power Supply Multiloop Control Employing Digital Predictive Voltage and Current Regulators", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, November/December 2001, pp. 1846 – 1854, ISSN: 0093-9994
- [102] P. Matavelli, "An Improved Deadbeat Control for UPS using Disturbance Observers", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, N° 1, February 2005, pp. 206-212, ISSN: 0278-0046
- [103] A. Nasiri, "Digital Control of three phase series-parallel uninterruptible power supply systems" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, N° 4, July 2007, pp. 1116-1127, ISSN: 0278-0046
- [104] P. Cortés, G. Ortiz, J. I. Yuz, J. Rodríguez, S. Vázquez, L. G. Franquelo, "Model Predictive Control of an Inverter with Output LC Filter for UPS Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, N° 6, June 2009, pp. 1875 – 1883, ISSN: 0278-0046
- [105] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, J. Rodriguez, "Predictive Control in Power Electronics and Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, N° 12, December 2008, pp. 4312-4324, ISSN: 0278-0046
- [106] G. Escobar, P. Mattavelli, A. M. Stankovic, A. A. Valdez, J. Leyva-Ramos, "An adaptive control for UPS to compensate unbalance and Harmonic Distortion using a combined capacitor/load current sensing", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, N° 2, April 2007, pp. 378 - 382, ISSN: 0278-0046
- [107] A. Kulka, T. Undeland, S. Vazquez, L. G. Franquelo, "Stationary Frame Voltage Harmonic Controller for Standalone Power Generation", European Conference on Power Electronics and Applications, 2007, pp. 1 – 10, ISBN: 978-92-75815-10-8
- [108] G. E. Valderrama, A. M. Stankovic, P. Mattavelli, "Dissipativity based adaptive and robust control of UPS in Unbalanced Operation" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, N° 4, July 2003, pp.1056-1062, ISSN. 0885-8993

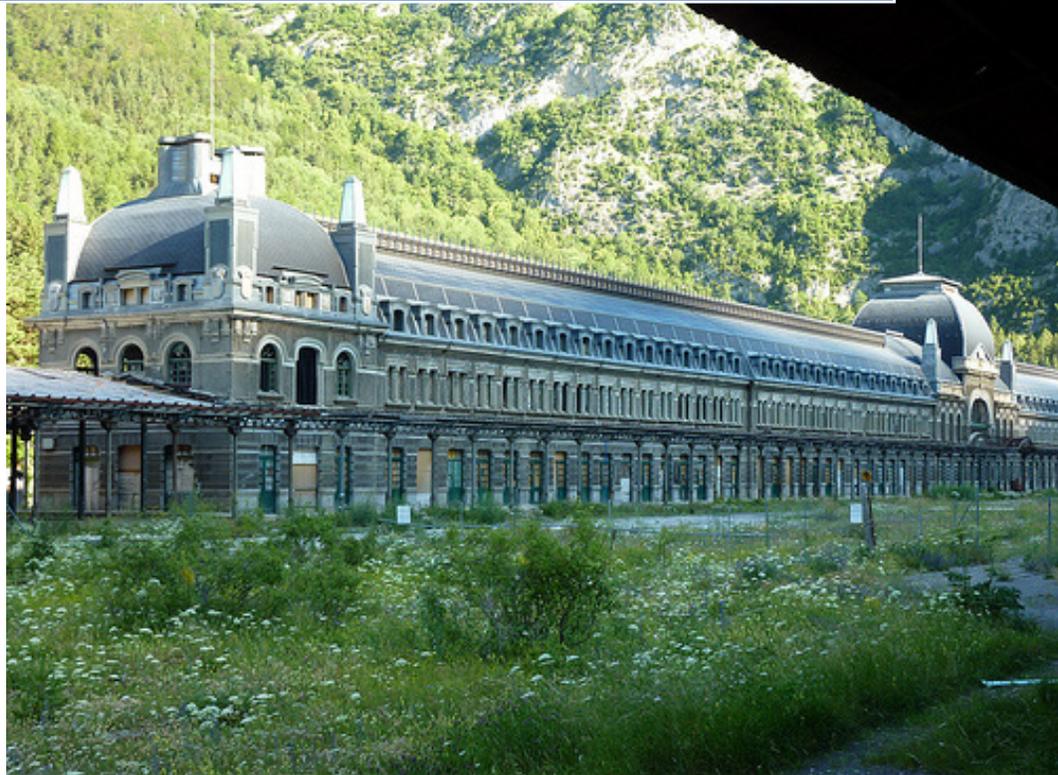
- [109] P. Mattavelli, G. Escobar, A. M. Stankovic, “Dissipativity based adaptive and robust control of UPS”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, N° 2, April 2001, pp. 334 - 343, ISSN: 0278-0046
- [110] G. Escobar, A. A. Valdez, J. Leyva-Ramos, P. Mattavelli, “Repetitive-Based controller for UPS inverter to compensate unbalance and harmonic distortion” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, N° 1, February 2007, pp. 504-510, ISSN: 0278-0046.
- [111] G. Escobar, A. A. Valdez, J. Leyva-Ramos, P. Mattavelli, “A Repetitive based controller for UPS using a combined capacitor/load current sensing” IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005, PESC '05, pp. 955 – 961, ISBN: 0-7803-9033-4
- [112] P. Mattavelli, “Synchronous-frame harmonic control for high performance AC power supplies”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, N° 3, May/June 2001, pp. 864-872, ISSN: 0093-9994
- [113] J. W. Jung, M. Dai, A. Keyhani, “Optimal Control of Three-Phase PWM inverter for UPS Systems”, 35th Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference 2004, Vol. 3, pp. 2054 – 2059, ISBN: 0-7803-8399-0
- [114] H. Akagi, “Modern active filters and traditional passive filters”, Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, Vol. 54, N° 3, 2006, pp. 255-269, ISSN 0239-7528
- [115] F. Z. Peng, “Harmonic Sources and filtering Approaches” IEEE Industry Applications Magazine”, July/August 2001, pp. 18-25, ISSN: 1077-2618
- [116] F. Z. Peng, “Application issues of active power filters”, IEEE Industry Applications Magazine, September/October 1998, Vol. 4, N° 5, pp. 21-30, ISSN: 1077-2618
- [117] J. C. Das, “Passive filters-Potentialities and Limitations”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, N° 1, January/February 2004, pp. 232-241, ISSN: 0093-9994
- [118] H. Akagi, “Active Harmonic Filters”, Proceedings of the IEEE, Vol. 93, N° 12, December 2005, pp. 2128-2141, ISSN: 0018-9219
- [119] Z. Salam, T. P. Cheng, A. Jusoh, “Harmonics Mitigation Using Active Power Filter: A Technological Review”, ElektriKA, Vol. 8, N° 2, 2006, pp. 17-26. ISSN 0128-4428
- [120] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hanse, “Evaluation of Harmonic Detection Methods for Active Power Filter Applications”, 20th Annual Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2005, pp. 365-641, ISBN: 0-7803-8975-1
- [121] L. Limongi, R. Bogoi, G. Griva, A. Tenconi, “Digital Current-Control Schemes”, IEEE Industrial Electronics Magazine”, Vol 3, N° 1, March 2009, pp. 20-31, ISSN: 1932-4529
- [122] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, F. Blaabjerg, “Frequency Response Analysis of Current Controllers for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, N° 2, February 2009, pp. 337-347, ISSN: 0278-0046
- [123] R. S. Herrera, P. Salmerón, H. Kim, “Instantaneous Reactive Power Theory Applied to Active Power Filter Compensation: Different Approaches, Assessment, and Experimental Results”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, N° 1, January 2008, pp. 184-196, ISSN: 0278-0046
- [124] M. I. Milanés, E. Romero, F. Barrero, “Comparison of Control Strategies for Shunt Active Power Filters in Three-Phase Four Wire Systems”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, N° 1, January 2007, pp. 229-236, ISSN: 0885-8993

- 
- [125] B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, N° 5, October 1999, pp. 960-971, ISSN: 0278-0046
- [126] M. Routimo, M. Salo, H. Tuusa, "Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, N° 2, March 2007, pp. 363-643, ISSN: 0885-8993



# 3

## Reducción de la DAT en Alta Frecuencia



Estación de Canfranc, Huesca  
Autor: T. Llansades. Fuente: Flickr



Universidad  
Carlos III de Madrid



<b>3</b>	<b>REDUCCIÓN DE LA DAT DE ALTA FRECUENCIA .....</b>	<b>115</b>
<b>3.1</b>	<b>Esquema eléctrico del sistema.....</b>	<b>117</b>
<b>3.2</b>	<b>Técnicas de modulación involucradas en la comparación .....</b>	<b>119</b>
<b>3.3</b>	<b>Definición de las figuras de mérito para el estudio comparativo .....</b>	<b>123</b>
3.3.1	Distorsión armónica total (DAT).....	124
3.3.2	Pérdidas en la bobina del filtro CA de salida .....	125
3.3.2.1	Pérdidas en el cobre de la bobina del filtro CA de salida.....	125
3.3.2.2	Pérdidas en el hierro de la bobina del filtro CA de salida .....	127
3.3.3	Pérdidas en los IGBTs .....	130
3.3.3.1	Pérdidas en conducción.....	130
3.3.3.2	Pérdidas en conmutación .....	132
<b>3.4</b>	<b>Definición del estudio comparativo .....</b>	<b>135</b>
3.4.1	Definición del índice de modulación .....	135
3.4.2	Número de conmutaciones por periodo fundamental .....	135
3.4.3	Selección de la frecuencia de resonancia del filtro LC .....	139
<b>3.5</b>	<b>Resultados de la comparación teórica.....</b>	<b>143</b>
3.5.1	Comparación en términos de DAT de la tensión filtrada de salida .....	143
3.5.2	Comparación en términos de pérdidas .....	145
3.5.2.1	Pérdidas en el cobre de la bobina de filtro .....	145
3.5.2.2	Pérdidas en el hierro de la bobina de filtro .....	146
3.5.2.3	Pérdidas en los IGBTs.....	147
<b>3.6</b>	<b>Modulador propuesto para la reducción de la DAT de AF.....</b>	<b>151</b>
<b>3.7</b>	<b>Validación del modulador propuesto.....</b>	<b>153</b>
3.7.1	Validación experimental de las curvas de DAT respecto al índice de modulación .....	154
3.7.2	Validación experimental de las pérdidas. ....	155
3.7.3	Comportamiento del modulador propuesto alrededor de la frontera entre técnicas de modulación, $M_{frontera}$ .....	156
<b>3.8</b>	<b>Conclusiones .....</b>	<b>157</b>
3.8.1	Estudio teórico .....	157
3.8.2	Validación experimental.....	159
	<b>Referencias .....</b>	<b>161</b>



### 3 Reducción de la DAT de Alta Frecuencia

En el estado de la técnica relativo a la reducción de la DAT en Alta Frecuencia presentado en el capítulo 2, se han descrito las características de las distintas técnicas de modulación de inversores trifásicos y se ha establecido que las prestaciones de todas ellas son dependientes del índice de modulación. Por tanto, cabe la posibilidad de combinar varias técnicas de modulación en un mismo modulador para mejorar las prestaciones globales del convertidor.

Para ello se plantea la mejora de las prestaciones del sistema mediante la selección de los factores de mérito más adecuados, el análisis de su evolución frente al índice de modulación y, finalmente, el establecimiento de un modulador optimizado que combine varias técnicas de modulación seleccionables *online* a través del índice de modulación.

La estructura del presente capítulo parte de la descripción de la aplicación considerada. Inmediatamente después se lleva a cabo la selección de las técnicas de modulación que van a ser consideradas en el estudio comparativo, a partir de todas las técnicas descritas en el estado de la técnica, y se definen las figuras de mérito a utilizar así como las condiciones en las que se va a realizar el estudio comparativo. A partir de los resultados de la comparación realizada, se propone un modulador optimizado y se lleva a cabo la validación experimental del modulador propuesto sobre un prototipo a escala. Por último, se extraen las conclusiones finales relativas a la reducción de la DAT de alta frecuencia.



### 3.1 Esquema eléctrico del sistema

En la presente tesis doctoral la aplicación considerada se centra en las fuentes de alimentación de servicios auxiliares en ferrocarril. En el capítulo 1, en la Tabla 1-VI, se resumen las dos configuraciones de fuentes de alimentación de servicios auxiliares a considerar en esta tesis, con objeto de reducir la distorsión armónica total presente en la tensión CA trifásica de salida. Distinguiéndose una configuración con salida CA y cargador de baterías y una configuración que presenta únicamente salida CA.

A lo largo de este capítulo, la configuración considerada es aquella que únicamente proporciona tensión CA trifásica de salida, cuyo diagrama de bloques corresponde al representado en la Figura 3.1. En este caso, la principal fuente de distorsión armónica proviene de los armónicos no deseados generados por la modulación del inversor. Por ello, se propone evaluar las prestaciones obtenidas utilizando distintas técnicas de modulación en función del índice de modulación, con objeto de optimizar el funcionamiento de la fuente de alimentación de servicios auxiliares en su conjunto.

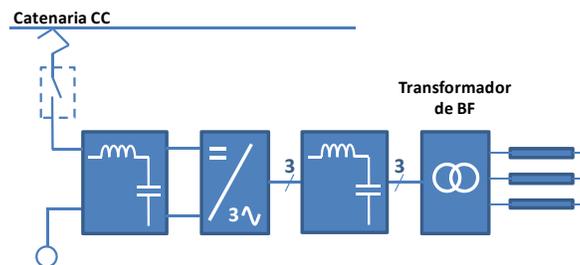


Figura 3.1 Diagrama de bloques de un convertidor auxiliar con salida CA trifásica filtrada y transformador de baja frecuencia.

Como se puede observar en el diagrama de bloques de la Figura 3.1, la tensión CA de salida se genera mediante un inversor seguido de una etapa de filtrado encargada de atenuar los armónicos de alta frecuencia no deseados generados por la modulación del inversor. Por otro lado, el aislamiento galvánico entrada-salida impuesto por las especificaciones del convertidor es proporcionado mediante un transformador.



## 3.2 Técnicas de modulación involucradas en la comparación

Como primer paso en la definición del estudio comparativo, es necesario seleccionar qué técnicas de modulación, de las presentes en el estado de la técnica, serán incluidas en el estudio comparativo.

Con objeto de garantizar que las técnicas de modulación son comparables entre sí, se establece que todas ellas deben presentar un rango de modulación lineal similar, es decir, aproximadamente el mismo aprovechamiento de la tensión de alimentación. Se ha considerado como definición del índice de modulación en amplitud ( $m_a$ ) la expresión dada en (3.1)

$$m_a = \frac{V_{p_{mod}}}{V_{p_{port}}} \quad (3.1)$$

Donde:

$V_{p_{mod}}$  Amplitud de la moduladora.

$V_{p_{port}}$  Amplitud de la portadora.

En la Tabla 3-I se han resumido las características más relevantes de las distintas técnicas de modulación. Como se puede observar en dicha tabla, excepto la modulación PWM sinusoidal, todas las técnicas de modulación alcanzan un rango de modulación lineal similar entre sí ( $m_a \leq 1,15$ ). Por tanto, las técnicas comparables entre sí son aquellas cuya moduladora presenta inyección de secuencia homopolar ya sea continua (CPWM) o discontinua (DPWM), la técnica de eliminación de armónicos (SHE) y la modulación mediante vector espacial (SVM).

Las técnicas de modulación con inyección de secuencia homopolar continua (CPWM) se basan en la inyección de armónicos de orden múltiplo de tres o de combinaciones de armónicos triples. Sin embargo, en este último caso, los resultados obtenidos no mejoran significativamente los obtenidos inyectando únicamente tercer armónico (THIPWM). Por tanto, a efectos de la comparación planteada en este capítulo, se va a considerar la THIPWM como representante de la familia de técnicas de modulación con inyección de secuencia homopolar continua.

Dentro de las técnicas de modulación PWM con secuencia homopolar discontinua (DPWM) se distinguen cuatro técnicas de modulación distintas en función de la moduladora utilizada. La DPWM120 se caracteriza por presentar pérdidas desequilibradas entre los dos interruptores de la misma rama, lo que puede suponer un serio inconveniente en aplicaciones de alta potencia ya que el estrés térmico es grande y no se reparte de forma homogénea entre todos los interruptores, debiendo ser soportado en mayor medida por tres de los seis interruptores del inversor. Además, debido a esta característica, esta técnica de modulación no es comparable con el resto en términos de pérdidas en uno de los interruptores. Por tanto, no será incluida en la comparación.

En cuanto a las técnicas de modulación DPWM0, DPWM1 y DPWM2, en todas ellas las pérdidas se encuentran equilibradas entre los dos interruptores de una misma rama y su principal diferencia radica en dónde se sitúa el intervalo no conmutado dentro del periodo fundamental. Como consecuencia, la selección de una de ellas está condicionada por las características de la carga. Dado que se ha considerado una carga resistiva, se selecciona la DPWM1, ya que al situar el intervalo no conmutado alrededor del máximo del primer armónico resulta óptima para reducir las pérdidas de conmutación cuando la carga es resistiva.

Tabla 3-I Resumen de características de las técnicas de modulación de inversores trifásicos.

Leyenda: ➤ Características, ☑ Ventajas, ☒ Inconvenientes.

P W M	C P W M	<p><b>SPWM</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Aprovechamiento de la tensión de alimentación: rango de modulación lineal <math>m_a \leq 1</math>.</li> <li>➤ Frecuencia de conmutación constante.</li> <li>☑ Pérdidas equilibradas entre semiconductores de la misma rama.</li> <li>☑ Simetría de tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado.</li> </ul> <p><b>SPWM con inyección de armónicos triples</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Inyección de armónicos de orden múltiplo de tres o combinaciones de armónicos de orden triple: inyección de tercer armónico (THIPWM), 3º y 9º, 9º y 15º, etc.</li> <li>➤ Frecuencia de conmutación constante.</li> <li>☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM (<math>m_a \leq 1,15</math>).</li> <li>☑ Pérdidas equilibradas entre semiconductores de la misma rama.</li> <li>☑ Simetría de la tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado.</li> </ul>
	D P W M	<p><b>DPWM120</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM (<math>m_a \leq 1,15</math>).</li> <li>☑ Ventaja potencial: Compromiso entre el espectro armónico y el aumento de la frecuencia de conmutación.</li> <li>☒ Pérdidas desequilibradas entre semiconductores de la misma rama.</li> <li>☒ Asimetría de la tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado. Armónicos pares.</li> </ul> <p><b>DPWM1</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM (<math>m_a \leq 1,15</math>).</li> <li>☑ Pérdidas equilibradas entre semiconductores de la misma rama.</li> <li>☑ Reducción de pérdidas con cargas resistivas (FP=1).</li> <li>☑ Simetría de la tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado.</li> </ul> <p><b>DPWM0</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM (<math>m_a \leq 1,15</math>).</li> <li>☑ Pérdidas equilibradas entre semiconductores de la misma rama.</li> <li>☑ Reducción de pérdidas con cargas capacitivas (FP <math>\geq 0.8266</math> capacitivo).</li> <li>☒ Asimetría de la tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado. Armónicos pares.</li> </ul> <p><b>DPWM2</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM (<math>m_a \leq 1,15</math>).</li> <li>☑ Pérdidas equilibradas entre semiconductores de la misma rama.</li> <li>☑ Reducción de pérdidas con cargas inductivas (FP <math>\geq 0.8266</math> inductivo).</li> <li>☒ Asimetría de la tensión de línea de salida del inversor frente al primer armónico generado. Armónicos pares.</li> </ul>
M o d u l a c i o n p r o g r a m a d a	S H E	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Implementación mediante tablas de control.</li> <li>➤ Frecuencia <math>\neq</math> cte.</li> <li>☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM (<math>m_a \leq 1,15</math>).</li> <li>☑ Eliminación armónicos de baja frecuencia del espectro armónico.</li> </ul>
S V M		<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Orientada a la implementación digital.</li> <li>➤ Espectro armónico: <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Igual al de la modulación PWM equivalente, según la implementación SVM seleccionada.</li> <li>▪ El espectro de la SVM simétrica es prácticamente igual al de la THIPWM.</li> </ul> </li> <li>☑ Aumento del 15% del aprovechamiento de la tensión de alimentación respecto a la modulación SPWM (<math>m_a \leq 1,15</math>).</li> </ul>

Por último, cabe destacar que como se ha justificado previamente en el apartado 2.1.2 del capítulo anterior, el espectro armónico y el aprovechamiento de la tensión de entrada en la modulación mediante vector espacial son los mismos que los correspondientes a la modulación PWM con moduladora equivalente (SPWM, THIPWM, DPWM1, DPWM120\_max y DPWM120\_min). Además, en el caso de la SVM simétrica las características obtenidas son muy similares a las obtenidas con la THIPWM. Por tanto, la SVM no se ha incluido en el estudio comparativo ya que se considera representada mediante las técnicas de modulación PWM equivalentes.

Como consecuencia, las técnicas de modulación seleccionadas son tres: ***PWM con inyección de tercer armónico (THIPWM), Eliminación selectiva de armónicos (SHE) y DPWM1.***



### 3.3 Definición de las figuras de mérito para el estudio comparativo

Tras seleccionar las técnicas de modulación que van a ser comparadas, es necesario definir las figuras de mérito que serán evaluadas en la comparación.

Tres aspectos fundamentales a tener en cuenta en el diseño de la fuente de alimentación auxiliar son el tamaño, el peso y las pérdidas, por lo que las figuras de mérito a evaluar en el estudio comparativo deben proporcionar conclusiones con respecto a los aspectos de diseño mencionados.

En el caso del *tamaño y el peso*, los elementos que contribuyen de forma más significativa tanto al volumen como al peso total del convertidor auxiliar son los elementos magnéticos. En este aspecto, la DAT está íntimamente relacionada con el tamaño y el peso total de convertidor como se justifica en el apartado 3.3.1. Por consiguiente, la DAT debe ser una de las figuras de mérito no sólo desde el punto de vista de cumplimiento de especificaciones sino con objeto de reducir en lo posible el tamaño y el peso del conjunto.

En términos de pérdidas, se distinguen fundamentalmente las pérdidas en el transformador, las pérdidas en el filtro CA de salida y las pérdidas en los IGBTs del puente inversor.

- *Pérdidas en el transformador.*

Si se supone un rizado despreciable en la tensión CA de salida, se puede considerar que la frecuencia de trabajo del transformador corresponde a la frecuencia del primer armónico.

Dada la naturaleza comparativa del estudio, y que éste se realiza a igualdad de primer armónico generado, las pérdidas en el hierro y el cobre del transformador no se incluyen en el estudio ya que vienen impuestas por el primer armónico y, por lo tanto, serán iguales para todos los moduladores considerados. Como consecuencia, desde el punto de vista de la comparación de prestaciones de las distintas técnicas de modulación, dicho transformador no ha sido tenido en cuenta. Siendo el esquema eléctrico sobre el que se lleva a cabo el estudio comparativo el representado en la Figura 3.2.

- *Pérdidas en el filtro CA de salida.*

El filtro CA de salida está formado por una bobina y un condensador, y es el encargado de atenuar el contenido armónico de alta frecuencia debido a la conmutación del inversor. Distinguiendo las pérdidas propias de cada uno de estos dos elementos, cabe destacar que las pérdidas en el condensador dependen de la tensión de salida, cuyo rizado se considera despreciable. Por consiguiente, no serán incluidas como factor de mérito en la comparación ya que ésta se realiza a igualdad de primer armónico y, por lo tanto, las pérdidas en el condensador serán las mismas sea cual sea la técnica de modulación considerada.

Por el contrario, la bobina de filtro soporta tanto caída de tensión de primer armónico como el contenido armónico de alta frecuencia debido a la modulación del inversor. Por tanto, las pérdidas en la bobina sí deben ser tenidas en cuenta, como se describe en el apartado 3.3.2.

- *Pérdidas en los IGBTs.*

Comprenden tanto las pérdidas en conmutación como las pérdidas en conducción. Los modelos de pérdidas utilizados se detallan en el apartado 3.3.3.

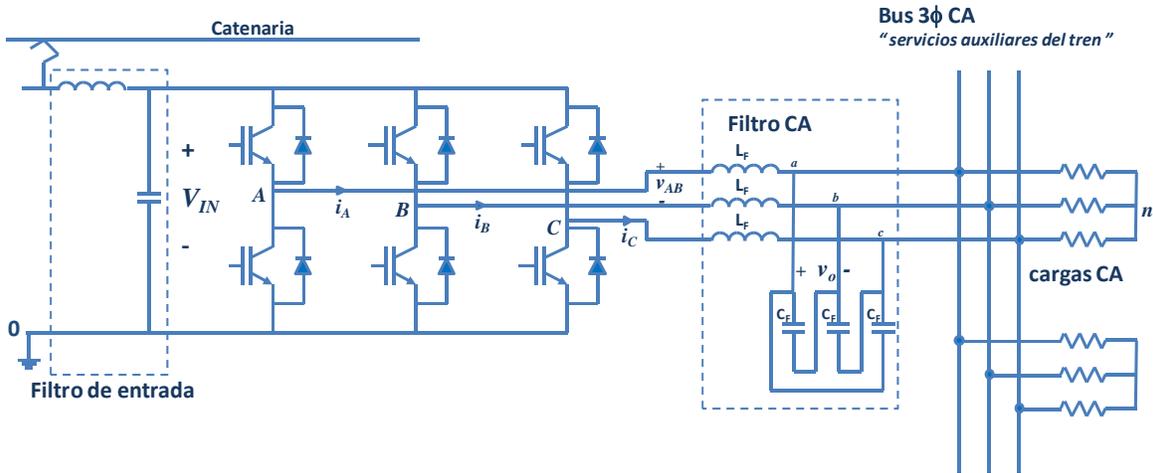


Figura 3.2 Esquema eléctrico del sistema considerado para la comparación de las técnicas de modulación.

### 3.3.1 Distorsión armónica total (DAT)

La Distorsión Armónica Total es el parámetro que permite medir la desviación de una forma de onda de tensión/corriente respecto a una sinusoidal ideal. Es decir, permite evaluar la presencia de armónicos no deseados en relación al armónico fundamental de la magnitud sobre la que se calcula. La definición matemática de la DAT en la tensión de salida se ha incluido en (3.2), pudiéndose calcular la DAT de cualquier corriente o tensión de forma análoga.

$$DAT^2 = \frac{\sum_{n=2}^N V_{p_{o_n}}^2}{V_{p_{o_1}}^2} \quad (3.2)$$

Donde:

N N° total de armónicos considerados.

n Orden armónico.

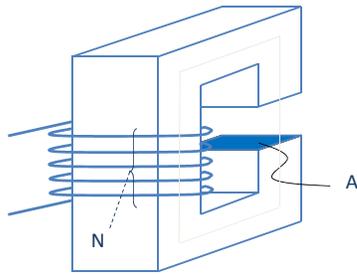
$V_{p_{o_n}}$  Amplitud del armónico n-ésimo de la tensión de línea de salida,  $v_o$ .

Como se puede observar en la Figura 3.2, la tensión aplicada a las cargas se obtiene mediante el filtrado de la tensión generada por el inversor. Dicha tensión filtrada debe mantenerse por debajo de la DAT máxima establecida en las especificaciones. Por tanto, la DAT impondrá la capacidad de filtrado necesaria para atenuar adecuadamente los armónicos de alta frecuencia generados por el inversor y garantizar el cumplimiento de dichas especificaciones.

Por consiguiente, si se reduce la DAT, los requisitos de filtrado exigibles al filtro CA serán menores, pudiéndose desplazar a frecuencias mayores la frecuencia de resonancia del filtro y seguir cumpliendo las especificaciones relativas a la DAT máxima. De esta forma, para un mismo condensador de filtro, el valor de la bobina de filtro necesario para implementar el nuevo filtro será menor.

Atendiendo al diseño de la bobina, la Ley de Faraday aplicada a un componente con N espiras puede escribirse como (3.3). Donde se puede observar que la reducción del valor necesario de inductancia de filtro, para una misma corriente máxima, se traduce en una reducción del área efectiva del núcleo y del número de vueltas necesarias y, por lo tanto, en una reducción de peso y

volumen del componente magnético.



$$N_{\text{espiras}} \cdot A = \frac{L \cdot I_{\text{MAX}}}{B_{\text{MAX}}} \quad (3.3)$$

Figura 3.3 Esquema simplificado de un componente magnético.

Donde:

$N_{\text{espiras}}$  Número de espiras (ver Figura 3.3).

$A$  Área de la sección transversal del componente magnético (ver Figura 3.3).

$I_{\text{MAX}}$  Corriente máxima que debe circular por el componente magnético.

$L$  Valor de la inductancia o coeficiente de autoinducción.

$B_{\text{MAX}}$  Densidad del flujo magnético en el núcleo del componente seleccionado para el diseño. Debe ser menor que el valor de saturación.

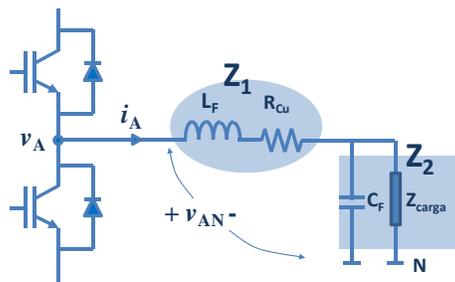
Dada la necesidad de cumplir las especificaciones relativas a la DAT y la influencia de dicho parámetro sobre el peso y volumen de la bobina de filtro, la DAT se va a considerar el criterio principal de comparación. Sin embargo, como se ha descrito al comienzo del apartado 3.3, también se van a tener en cuenta otros factores de mérito tales como las pérdidas en la bobina del filtro CA de salida y las pérdidas en los IGBTs.

### 3.3.2 Pérdidas en la bobina del filtro CA de salida

Las pérdidas en la bobina CA de salida están formadas por las pérdidas en el cobre y las pérdidas en el hierro.

#### 3.3.2.1 Pérdidas en el cobre de la bobina del filtro CA de salida

Las pérdidas en el cobre de la bobina están relacionadas con la corriente eficaz que circula por la bobina. Si se considera una de las ramas de un inversor conectado a la carga a través de un filtro LC como el de la Figura 3.2, el circuito equivalente para el armónico fundamental corresponde a la Figura 3.4. A partir de dicho circuito equivalente, la corriente eficaz debida al primer armónico se calcula mediante la expresión (3.4).



$$I_{A\_ef\_1} = \frac{V_{AN\_ef\_1}}{Z_1 + Z_2} \quad (3.4)$$

Figura 3.4 Equivalente de una rama de un inversor trifásico conectado a un filtro LC de salida para el armónico fundamental ( $n=1$ ).

Donde:

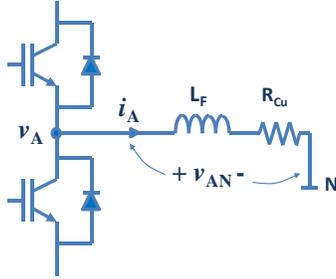
$I_{A\_ef\_1}$  Corriente eficaz de salida del inversor por la rama A para el armónico fundamental.

$V_{AN\_ef\_1}$  Tensión eficaz fase-neutro de la rama A para el armónico fundamental.

$Z_1$  Impedancia formada por la bobina de filtro en serie con la resistencia del cobre.

$Z_2$  Impedancia formada por el condensador de filtro en paralelo con la impedancia de la carga.

Por otro lado, para las frecuencias armónicas propias de la conmutación ( $n \gg 1$ ), el condensador de filtro se puede aproximar mediante un cortocircuito, obteniéndose el circuito equivalente mostrado en la Figura 3.5. Siendo la expresión de la corriente eficaz por la bobina de filtro para los armónicos de alta frecuencia la dada en (3.5).



$$I_{A\_ef\_n}^2 = \frac{V_{AN\_ef\_n}^2}{R_{Cu} + L_F \cdot \omega_1 \cdot n} \quad (3.5)$$

Figura 3.5 Equivalente de una rama de un inversor trifásico conectado a un filtro LC de salida para los armónicos debidos a la conmutación ( $n \gg 1$ ).

Donde:

$I_{A\_ef\_n}$  Corriente eficaz de salida del inversor por la rama A para el armónico n-ésimo.

$V_{AN\_ef\_n}$  Tensión eficaz fase-neutro de la rama A para el armónico n-ésimo.

$R_{Cu}$  Resistencia del cobre.

$L_F$  Bobina del filtro CA de salida.

$\omega_1$  Frecuencia angular del primer armónico.

Por tanto, aplicando el principio de superposición, la corriente eficaz total que circula por la bobina de filtro viene dada por la expresión (3.6).

$$I_{A\_ef}^2 = \left( \frac{V_{AN\_ef\_1}}{Z_1 + Z_2} \right)^2 + \sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{V_{AN\_ef\_n}}{R_{Cu} + L_F \cdot \omega_1 \cdot n} \right)^2 \quad (3.6)$$

Una vez calculada la corriente eficaz que circula por la bobina de filtro, las pérdidas en el cobre debidas a la corriente de salida del inversor se calculan con la ecuación (3.7). Combinando las expresiones (3.6) y (3.7), se obtiene la expresión de las pérdidas totales en el cobre dada en (3.8). Donde el primer sumando corresponde a las pérdidas debidas al primer armónico y el segundo sumando corresponde a las pérdidas debidas al resto de los armónicos.

$$P_{Cu} = R_{Cu} \cdot I_{A\_ef}^2 \quad (3.7)$$

$$P_{Cu} = R_{Cu} \cdot \left( \frac{V_{AN\_ef\_1}}{Z_1 + Z_2} \right)^2 + R_{Cu} \cdot \sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{V_{AN\_ef\_n}}{R_{Cu} + L_F \cdot \omega_1 \cdot n} \right)^2 \quad (3.8)$$

Dado que la comparación se realiza a igualdad de primer armónico, el término de pérdidas correspondiente al mismo será constante para todas las modulaciones consideradas, por lo que no será tenido en cuenta en la comparación y únicamente se considerarán las pérdidas debidas al resto

de armónicos.

Atendiendo únicamente a las pérdidas en el cobre producidas por los armónicos de orden mayor que uno, y asumiendo que la impedancia de la bobina de filtro es mucho mayor que la de la resistencia serie  $R_{Cu}$ , la expresión de las pérdidas en el cobre se puede reescribir como (3.9).

$$P_{Cu_{n>1}} = \frac{R_{Cu} \cdot V_{AN\_ef\_1}^2}{\omega_1^2 \cdot L_F^2} \left[ \frac{1}{V_{AN\_ef\_1}^2} \cdot \sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_{AN\_ef\_n}^2}{n^2} \right] \quad (3.9)$$

Por otro lado, si se tiene en cuenta la definición de la Distorsión Armónica Total Ponderada (DATP) dada en (3.10), la expresión de las pérdidas en el cobre se puede reescribir de nuevo como una función de la DATP, dada en (3.11).

$$DATP = \sum_{n \geq 1} \frac{V_{AN\_ef\_n}}{n \cdot V_{AN\_ef\_1}} \quad (3.10)$$

$$P_{Cu_{n>1}} = \frac{R_{Cu} \cdot V_{AN\_ef\_1}^2}{\omega_1^2 \cdot L_F^2} [DATP^2] \quad (3.11)$$

En la expresión (3.11) se observa que el factor común únicamente depende de los parámetros del sistema y de la tensión eficaz del primer armónico, y dado que la comparación se realiza a igualdad de convertidor y de especificaciones, este término será el mismo para todas las técnicas de modulación consideradas. Como consecuencia, cabe utilizar la Distorsión Armónica Total Ponderada (DATP) como factor de mérito para la evaluación de las pérdidas en el cobre de la bobina del filtro de salida.

### 3.3.2.2 Pérdidas en el hierro de la bobina del filtro CA de salida

En el hierro de la bobina se producen dos tipos de pérdidas distintas, aquellas debidas a las corrientes de Foucault y las pérdidas debidas al efecto de histéresis, cuyas expresiones en vatios por unidad de volumen se pueden encontrar en (3.12) y (3.13), respectivamente [128].

$$P_{Fe\_F} = K_F \cdot f^2 \cdot B_m^2 \cdot a^2 \cdot \sigma \quad (3.12)$$

Donde:

- $K_F$  Coeficiente de Foucault,  $K_F = \pi^2/6$ .
- $f$  Frecuencia de la señal considerada.
- $B_m$  Inducción magnética.
- $a$  Espesor de la chapa magnética.
- $\sigma$  Conductividad eléctrica de la chapa magnética.

$$P_{Fe\_H} = K_H \cdot f \cdot B_m^\alpha \quad (3.13)$$

Donde:

- $K_H$  Coeficiente de Steinmetz.
- $f$  Frecuencia de la señal considerada.
- $\alpha$  Exponente de Steinmetz ( $1,5 < \alpha < 2,5$ ).

En ambos casos las pérdidas son proporcionales a la inducción magnética máxima, cuya expresión se ha incluido en (3.14).

$$B_m = \frac{V_{pL}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot A \cdot N_{\text{espiras}}} \quad (3.14)$$

Donde:

$V_{pL}$  Tensión de pico aplicada a la bobina.

$f$  Frecuencia de la señal considerada.

$A$  Área transversal del núcleo.

$N_{\text{espiras}}$  Número de espiras.

Combinando las expresiones (3.12), (3.13) y (3.14) se obtiene la expresión de las pérdidas totales en el hierro por unidad de volumen dada en (3.15). Donde se observa que las pérdidas por histéresis son inversamente proporcionales a la frecuencia, mientras que las pérdidas de Foucault son constantes. Por tanto, a medida que aumenta la frecuencia, las pérdidas por histéresis resultan cada vez menos significativas respecto a las pérdidas de Foucault.

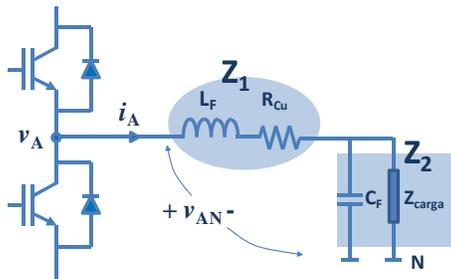
$$P_{Fe} = P_{Fe-H} + P_{Fe-F} = K_H \cdot f \cdot \left( \frac{V_{pL}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot A \cdot N_{\text{espiras}}} \right)^\alpha + K_F \cdot \frac{V_{pL}^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot A^2 \cdot N_{\text{espiras}}^2} \cdot a^2 \cdot \sigma \quad (3.15)$$

Si se considera un valor de  $\alpha=2$ , la frecuencia crítica a partir de la cual las pérdidas por histéresis son un orden de magnitud menores que las pérdidas por Foucault, y por tanto pueden despreciarse frente a estas últimas, viene dada por la expresión (3.16). Situándose la frecuencia crítica para la chapa magnética utilizada en estas bobinas en torno a 1kHz. Por tanto, para altas frecuencias, las pérdidas en el hierro se pueden considerar aproximadamente iguales a las pérdidas de Foucault.

$$f_{\text{critica}} = 10 \cdot \frac{K_H}{K_F \cdot a^2 \cdot \sigma} \quad (3.16)$$

En el caso de las distintas técnicas de modulación evaluadas a lo largo de este capítulo, las pérdidas no son debidas a una señal pura de una determinada frecuencia, sino que deben ser tenidas en cuenta tanto las pérdidas debidas al primer armónico como las debidas al contenido de alta frecuencia debido a la modulación. Para ello es necesario calcular la tensión aplicada a la bobina de filtro tanto en el caso del primer armónico como para los armónicos de alta frecuencia debidos a la modulación del inversor.

Atendiendo al primer armónico, cuyo circuito equivalente para una rama del inversor conectado a un filtro LC de salida corresponde al de la Figura 3.6, la tensión de pico aplicada a la bobina ( $V_{pL-1}$ ) se obtiene mediante la expresión (3.17).



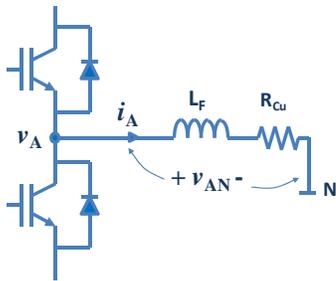
$$V_{pL-1} = \frac{V_{p_{AN-1}}}{Z_1 + Z_2} \cdot \omega_1 L_F \quad (3.17)$$

Figura 3.6 Equivalente de una rama de un inversor trifásico conectado a un filtro LC de salida para el armónico fundamental ( $n=1$ ).

Donde:

- $V_{p_{L_1}}$  Tensión de pico aplicada a la bobina de filtro para el armónico fundamental.
- $V_{p_{AN_1}}$  Tensión de pico fase-neutro en la salida del inversor para el armónico fundamental.
- $Z_1$  Impedancia formada por la bobina de filtro en serie con la resistencia del cobre.
- $Z_2$  Impedancia formada por el condensador de filtro en paralelo con la impedancia de la carga.
- $\omega_1$  Frecuencia angular del primer armónico.
- $L_F$  Bobina de filtro.

Por otro lado, igual que en el caso de las pérdidas en el cobre, el condensador de filtro para las frecuencias armónicas propias de la conmutación ( $n \gg 1$ ) se puede aproximar mediante un cortocircuito, obteniéndose el circuito equivalente mostrado en la Figura 3.7. Asumiendo que a la frecuencia de los armónicos debidos a la conmutación la impedancia de la bobina es mucho mayor que la resistencia del cobre, la tensión de pico aplicada a la bobina de filtro es aproximadamente igual a la tensión fase-neutro de salida del inversor, como se expresa en (3.5).



$$V_{p_{L_n}} = \frac{V_{p_{AN_n}}}{n \cdot \omega_1 \cdot L_F + R_{Cu}} \cdot n \cdot \omega_1 \cdot L_F \approx V_{p_{AN_n}} \quad (3.18)$$

Figura 3.7 Equivalente de una rama de un inversor trifásico conectado a un filtro LC de salida para los armónicos debidos a la conmutación ( $n \gg 1$ ).

Donde:

- $V_{p_{L_n}}$  Tensión de pico aplicada a la bobina de filtro para los armónicos debidos a la conmutación.
- $V_{p_{AN_n}}$  Tensión de pico fase-neutro en la salida del inversor para los armónicos debidos a la conmutación.
- $R_{Cu}$  Resistencia del cobre.
- $L_F$  Bobina del filtro CA de salida.
- $n$  Orden armónico.
- $\omega_1$  Frecuencia angular del primer armónico.

En estas condiciones, si se considera un comportamiento lineal del hierro en el rango de frecuencia considerado, es posible aplicar el principio de superposición y calcular las pérdidas en el hierro como la suma de las pérdidas provocadas por cada uno de los armónicos individuales (3.19).

Donde el primer sumando representa las pérdidas debidas al primer armónico y el segundo sumando las pérdidas debidas a los armónicos de orden  $n > 1$ .

$$P_{Fe\_totales} \approx \frac{K_F \cdot a^2 \cdot \sigma}{4 \cdot \pi^2 \cdot A^2 \cdot N_{espiras}^2} \cdot \frac{V_{p_{AN_1}}}{Z_1 + Z_2} \cdot \omega_1 L_F + \frac{K_F \cdot a^2 \cdot \sigma}{4 \cdot \pi^2 \cdot A^2 \cdot N_{espiras}^2} \cdot V_{AN_1}^2 \cdot \sum_{n=2}^N \frac{V_{p_{AN_n}}^2}{V_{p_{AN_1}}^2} \quad (3.19)$$

Dado que la comparación se realiza a igualdad de primer armónico, a efectos comparativos únicamente se tienen en cuenta las pérdidas en el hierro producidas por los armónicos de orden mayor que uno, cuya expresión corresponde a (3.20).

$$P_{Fe\_totales\_n>1} \approx \frac{K_F \cdot a^2 \cdot \sigma}{4 \cdot \pi^2 \cdot A^2 \cdot N_{espiras}^2} \cdot V_{AN\_1}^2 \cdot \sum_{n=2}^N \frac{V_{p_{AN\_n}}^2}{V_{p_{AN\_1}}^2} = \frac{K_F \cdot a^2 \cdot \sigma \cdot V_{p_{AN\_1}}^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot A^2 \cdot N_{espiras}^2} \cdot DAT_{SF}^2 \quad (3.20)$$

Donde el primer multiplicando es un término constante dado por las características físicas y geométricas del núcleo y el primer armónico de tensión aplicado, que viene impuesto por las especificaciones. Mientras que el segundo término se corresponde con la expresión de la distorsión armónica total al cuadrado, definida previamente en (3.2), en la tensión de salida del inversor sin filtrar ( $DAT_{SF}$ ).

Como consecuencia, se concluye que la  $DAT_{SF}$  puede ser utilizada como factor de mérito para evaluar las pérdidas en el hierro de la bobina de filtro.

### 3.3.3 Pérdidas en los IGBTs

Para el cálculo de las pérdidas en los IGBTs se ha establecido un modelo de pérdidas basado en las indicaciones proporcionadas en [127] por el fabricante Infineon, y que se describe a continuación.

#### 3.3.3.1 Pérdidas en conducción

El modelo de pérdidas en conducción utilizado responde a la expresión dada en (3.21), dicha expresión depende de las características del IGBT ( $R_{ce}$ ,  $V_{CE\_sat}$ ) que son obtenidas a partir de las hojas de características proporcionadas por los fabricantes, como se describe en el siguiente párrafo.

$$P_{cond} = R_{ce} \cdot I_{C\_ef}^2 \cdot K_1 + V_{CE\_sat} \cdot I_{C\_med} \cdot K_1 \quad (3.21)$$

Donde:

$V_{CE\_sat}$  Tensión colector-emisor de saturación del IGBT.

$R_{ce}$  Resistencia colector-emisor del IGBT.

$K_1$  Factor de corrección de la temperatura. En este caso  $K_1=1$  ya que en todos los casos se va a considerar la misma temperatura en la unión, 125°.

$I_{C\_ef}$  Corriente eficaz por el IGBT.

$I_{C\_med}$  Corriente media por el IGBT.

#### Determinación de parámetros, $R_{ce}$ y $V_{ce\_sat}$

La determinación de los parámetros del IGBT necesarios para calcular las pérdidas en conducción se lleva a cabo a partir de las hojas de características proporcionadas por el fabricante. En el caso de la resistencia de colector-emisor y de la tensión colector-emisor de saturación, éstas corresponden a la pendiente y a abscisa en el origen de la curva  $I_c$  frente a  $V_{ce}$ , respectivamente. Por consiguiente, basta con definir dos puntos de la curva  $I_c$  frente a  $V_{ce}$  como se muestra en la Figura 3.8, y obtener los valores de ambos parámetros a partir de las expresiones (3.22) y (3.23).

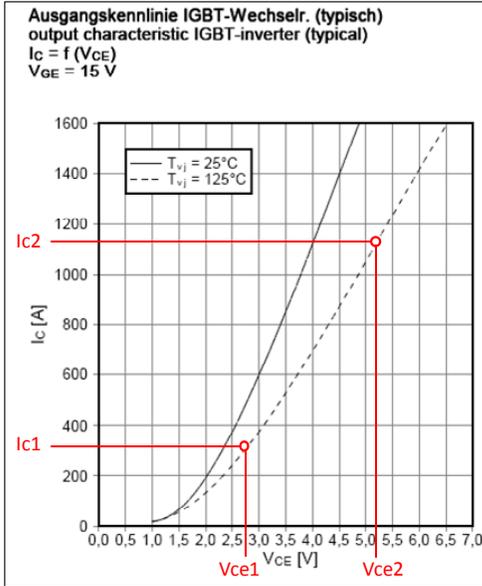


Figura 3.8 Curva  $I_c$  frente a  $V_{ce}$  de un IGBT.

$$R_{ce} = \frac{V_{ce1} - V_{ce2}}{I_{c1} - I_{c2}} \quad (3.22)$$

$$V_{ce\_sat} = V_{ce1} - \frac{V_{ce1} - V_{ce2}}{I_{c1} - I_{c2}} \cdot I_{c1} = V_{ce1} - R_{ce} \cdot I_{c1} \quad (3.23)$$

### Cálculo de corrientes

Para el cálculo de la corriente eficaz y media por el IGBT se ha considerado una corriente de línea ( $i_A$ ) sinusoidal y un factor de potencia de la carga unidad ( $\cos\phi=1$ ). Dado que el equivalente de la carga es resistivo, si se desprecia el rizado de conmutación, la corriente que circula por el IGBT corresponde al primer armónico de corriente ( $i_A$ ) en fase con la tensión ( $v_A$ ). A partir de esta corriente, y conocidos los ángulos de disparo, la corriente por el IGBT se define como una función a tramos sobre la que es posible aplicar la definición de corriente media (3.24) y corriente eficaz (3.25) necesarias para determinar las pérdidas en conducción.

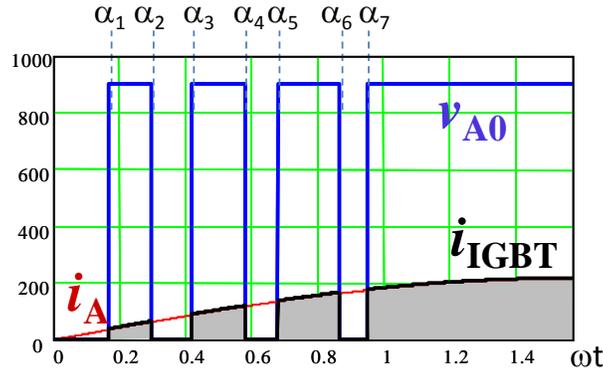


Figura 3.9 Tensión en el punto medio de la rama A del IGBT ( $v_{A0}$ ), corriente por el IGBT ( $i_{IGBT}$ ) y corriente de línea por la fase A ( $i_A$ ).

$$I_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{IGBT}(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{1}{T} \left( \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} i_{IGBT}(\omega t) \cdot d\omega t + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} i_{IGBT}(\omega t) \cdot d\omega t + \dots + \int_{\alpha_{N-1}}^{\alpha_N} i_{IGBT}(\omega t) \cdot d\omega t \right) \quad (3.24)$$

$$I_{ef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_{IGBT}^2(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{1}{T} \left( \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} i_{IGBT}^2(\omega t) \cdot d\omega t + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} i_{IGBT}^2(\omega t) \cdot d\omega t + \dots + \int_{\alpha_{N-1}}^{\alpha_N} i_{IGBT}^2(\omega t) \cdot d\omega t \right) \quad (3.25)$$

### 3.3.3.2 Pérdidas en conmutación

En el caso de las pérdidas en conmutación, en la literatura no se han documentado expresiones simples que permitan calcular las pérdidas durante un transitorio. Por tanto, para calcular las pérdidas en conmutación es necesario recurrir a los datos proporcionados por el fabricante a través de las hojas de características.

En este aspecto el fabricante proporciona las curvas de energía de encendido y energía de apagado como función de la corriente de colector,  $E_{on}(I_c)$  y  $E_{off}(I_c)$  respectivamente, a partir de las cuales se han estimado las pérdidas en conmutación de los semiconductores. El proceso de cálculo para la energía de encendido se describe a continuación, y se ilustra en la Figura 3.10. El proceso de cálculo de las pérdidas de apagado es completamente análogo.

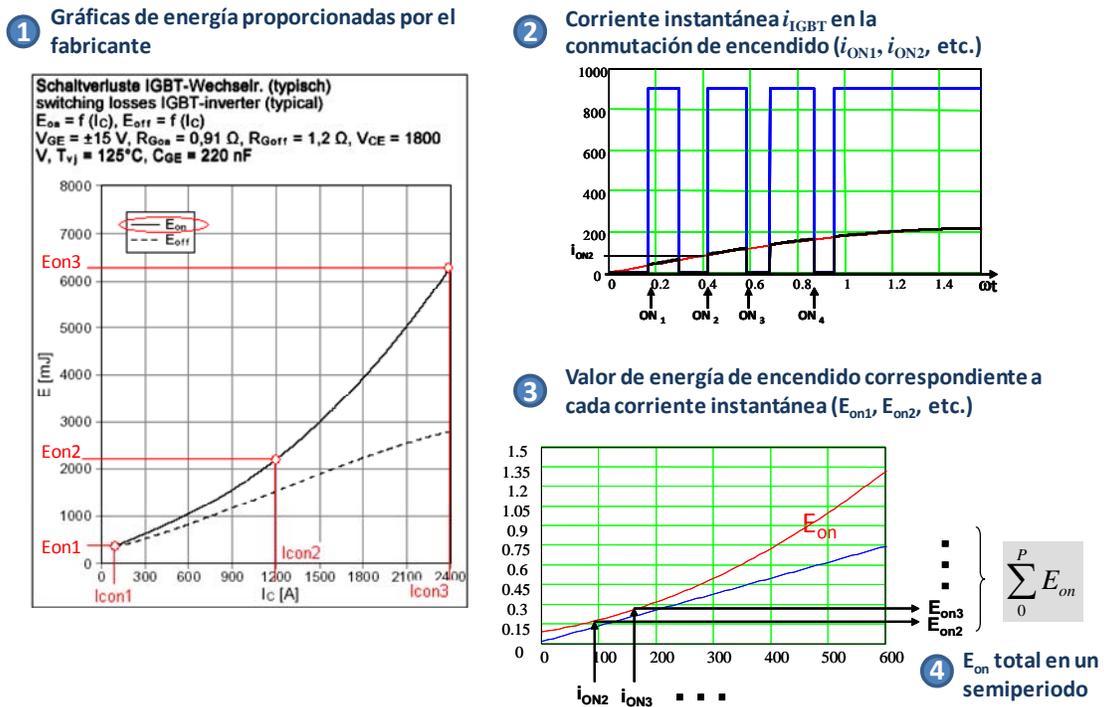


Figura 3.10 Descripción gráfica del modelo de cálculo de pérdidas de encendido en los IGBTs del inversor.

1. Obtención de puntos a partir de las curvas de  $E_{on}$  y  $E_{off}$  proporcionadas por los fabricantes y determinación de una función capaz de reproducir las curvas de los fabricantes a partir de los puntos medidos.
2. Para cada conmutación, ya sea de encendido o de apagado, se determina la corriente instantánea de colector ( $i_{on}$  o  $i_{off}$ ).
3. Se utiliza la corriente instantánea como entrada para obtener la energía disipada en esa conmutación a partir de la curva de energía correspondiente ( $E_{ON}$  o  $E_{OFF}$ ), encendido o apagado.
4. Se suman las energías disipadas en las conmutaciones de un semiperiodo, obteniéndose la energía total disipada en medio periodo:  $E_{on\_T}$  o  $E_{off\_T}$ .
5. Se calculan las pérdidas de conmutación ( $P_{sw}$ ) totales mediante la expresión (3.26).

$$P_{sw} = 2 \cdot f_1 (E_{on\_T} + E_{off\_T}) K_2 \cdot K_3 \quad (3.26)$$

Donde:

$E_{on\_T}$  Energía disipada en las conmutaciones de encendido de un semiperiodo.

$E_{off\_T}$  Energía disipada en las conmutaciones de apagado de un semiperiodo.

$f_1$  Frecuencia del armónico fundamental.

$K_2$  Factor de corrección de la resistencia de puerta.

$K_3$  Factor de corrección de la tensión de bus.

En este estudio  $K_2$  se considera la unidad, ya que se considera la misma resistencia de puerta que la utilizada por el fabricante. En cuanto a  $K_3$ , la expresión del factor de corrección corresponde a (3.27).

$$K_3 = \frac{V_{IN}}{V_{IN\_fab}} \quad (3.27)$$

Donde:

$V_{IN}$  Tensión de alimentación del inversor.

$V_{IN\_fab}$  Tensión de alimentación del inversor considerada por el fabricante para obtener las curvas  $E_{on}$  y  $E_{off}$ .

Una vez descrito el procedimiento de cálculo, tanto de las pérdidas en conmutación como de las pérdidas en conducción de los IGBTs, se observa que la distribución de los instantes de disparo dentro del periodo fundamental tiene una gran influencia sobre las pérdidas. Si se consideran distintos moduladores, cada uno de ellos distribuye los flancos de disparo de forma distinta dentro del periodo fundamental. Ello proporciona distintos valores instantáneos de corriente circulando por el IGBT en el momento de la conmutación y, por consiguiente, distintas energías de encendido y apagado.

Por otro lado, en el caso de las pérdidas en conducción, al modificarse el ancho de los pulsos de disparo, se obtienen distintos valores de corriente media y eficaz, que llevan a distintas pérdidas en conducción.



### 3.4 Definición del estudio comparativo

Una vez establecidas las técnicas de modulación a analizar y las figuras de mérito que van a ser utilizadas para ello, en este apartado se definen aquellos parámetros que garantizan que los resultados obtenidos para cada una de las técnicas de modulación son comparables entre sí.

#### 3.4.1 Definición del índice de modulación

Como ya se ha comentado con anterioridad, las prestaciones de las distintas estrategias de modulación son dependientes del índice de modulación. Hasta el momento, el índice de modulación se ha definido a partir de las amplitudes de la moduladora y de la portadora ( $m_a$ ) según la expresión (3.1). Sin embargo, dado que en un inversor trifásico el primer armónico de su tensión de salida es proporcional a  $m_a$  (3.28), es posible definir un índice de modulación genérico ( $M$ ) a partir de la tensión de salida del inversor y de su tensión de alimentación (3.29), que resulta equivalente al índice de modulación en amplitud propio de las modulaciones PWM ( $m_a$ ).

$$V_{p_{A0-1}} = m_a \cdot \frac{V_{IN}}{2} \quad (3.28)$$

Donde:

$V_{p_{A0-1}}$  Amplitud del primer armónico de la tensión en la rama A respecto a la referencia de la fuente de alimentación del inversor.

$V_{IN}$  Tensión de alimentación del inversor.

$$M = \frac{2 \cdot V_{p_{A0-1}}}{V_{IN}} \equiv m_a \quad (3.29)$$

Por tanto, dada la equivalencia entre ambos índices de modulación, el rango de modulación lineal se extiende hasta un índice de modulación máximo de 1,15 para todas las técnicas seleccionadas, por lo que podrán ser comparadas en todo el rango lineal de modulación.

#### 3.4.2 Número de conmutaciones por periodo fundamental

Dado que uno de los parámetros involucrados en la comparación son las pérdidas de conmutación en los IGBTs, es necesario tener en cuenta el número de conmutaciones por periodo fundamental de cada una de las modulaciones involucradas, que debe ser el mismo para todas ellas para que sean comparables entre sí. Como consecuencia, el número de conmutaciones será el que determine la frecuencia de conmutación de la PWM con inyección de tercer armónico (THIPWM) y de la PWM discontinua (DPWM1), así como el número de cortes por cuarto de periodo ( $N$ ) de la técnica de eliminación de armónicos (SHE).

En el caso de la SHE (ver Figura 3.11), el número de cortes por semiperiodo que define la técnica se corresponde exactamente con el número de conmutaciones por cuarto de periodo ( $N$ ), como se ha justificado previamente en el apartado 2.1.3.

Por su parte, para la técnica THIPWM (ver Figura 3.11), existe una relación directa entre el número de cortes por periodo y el índice de modulación en frecuencia. Dentro del rango lineal de modulación que se contempla en el presente estudio comparativo, las técnicas de modulación PWM continua, como la THIPWM, se caracterizan por mantener la señal de referencia dentro de los límites de amplitud de la portadora en todo momento y, por lo tanto, se genera un pulso de disparo

en cada periodo de la señal portadora. Es decir, el número de pulsos de disparo generados en un periodo fundamental corresponde al número de periodos de portadora comprendidos dentro de dicho periodo fundamental, lo que corresponde exactamente con el índice de modulación en frecuencia ( $m_f$ ). Dado que cada pulso presenta dos flancos, uno de subida y otro de bajada, el número de conmutaciones por periodo fundamental de la técnica THIPWM será  $2 \cdot m_f$ . Sabiendo que el número de conmutaciones por periodo en SHE es  $4N+2$ , se deduce que el índice de modulación en frecuencia equivalente para THIPWM será (3.30).

$$m_{f\_THIPWM} = 2 \cdot N + 1 \tag{3.30}$$

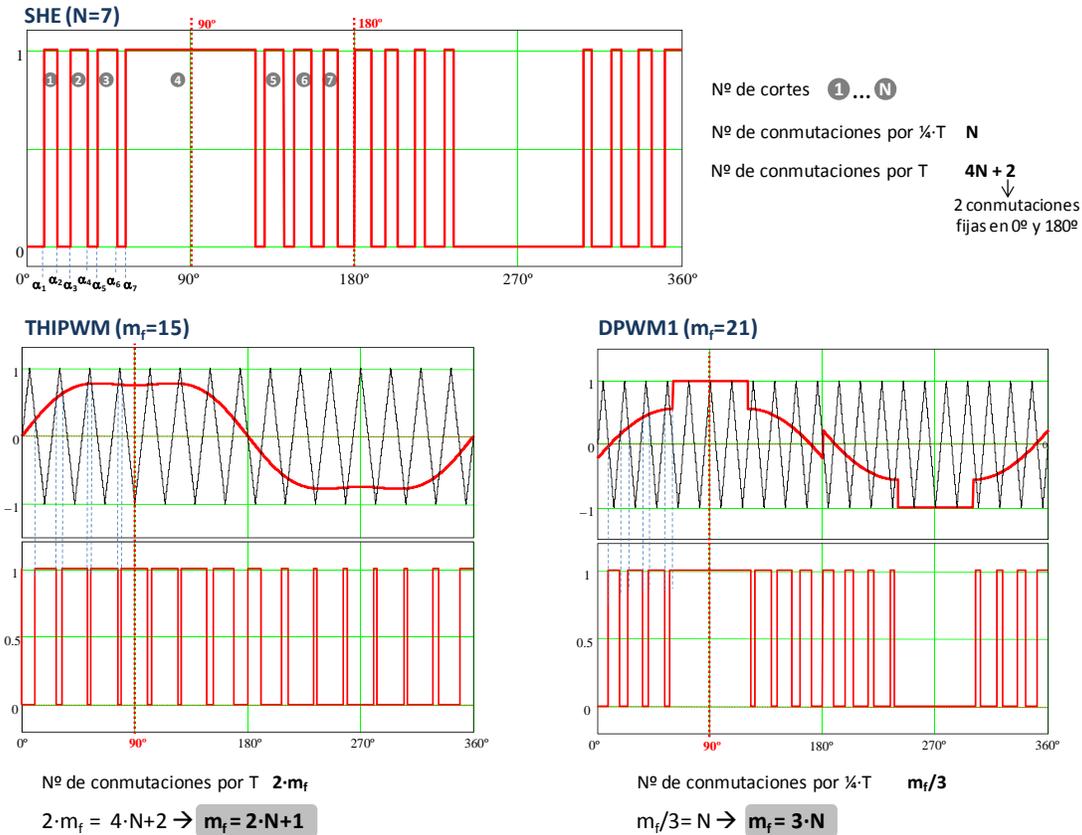


Figura 3.11 Señal de disparo generada para  $M=0,9$  y 7 cortes en SHE. Señal moduladora, portadora y de disparo generada para THIPWM con  $m_{f\_THIPWM}=15$  y DPWM1 con  $m_{f\_DPWM1} = 21$  y  $M=0,9$  en ambos casos.

Por último, la DPWM1 se caracteriza por presentar un intervalo no conmutado de  $60^\circ$  en cada semiperiodo, como se puede observar en la Figura 3.11. Si se considera un cuarto de onda, se observa que únicamente se generan pulsos de disparo en el intervalo  $0-\pi/3$ . Por tanto, a partir de la regla de tres simple dada en (3.31), se obtiene que el número de conmutaciones por cuarto de periodo para la DPWM1 es  $m_f/3$ .

$$\left. \begin{array}{l} 2 \cdot \pi \text{ — } 2 \cdot m_f \\ \pi \text{ — } x \end{array} \right\} x = \frac{m_f}{3} \tag{3.31}$$

Conocido que el número de conmutaciones por cuarto de periodo en SHE es  $N$ , se deduce que el índice de modulación en frecuencia equivalente para DPWM1 será (3.32).

$$m_{f\_DPWM1} = 3 \cdot N \tag{3.32}$$

Sin embargo, no todos los índices de modulación equivalentes son válidos para su utilización en el estudio comparativo. En primer lugar, es necesario garantizar que el índice de modulación sea impar, de esta forma se garantiza que la tensión de salida tenga simetría de media onda, evitando la aparición de armónicos pares. Por otro lado, una vez garantizado que el índice de modulación es impar, es necesario tomar en consideración un aspecto adicional:

- Índice de modulación impar y múltiplo de tres.

Seleccionar un índice de modulación impar y múltiplo de tres garantiza que las tres señales moduladoras propias de un sistema trifásico están sincronizadas con la portadora triangular. Por lo tanto, es posible determinar el patrón de disparo de una de las ramas del inversor y obtener las señales de disparo de las otras dos ramas mediante la aplicación de los desfases apropiados. Como consecuencia sólo es necesario almacenar una tabla de control con los ángulos de disparo de una de las tres ramas, generándose las señales de disparo de las otras dos mediante la aplicación de los desfases apropiados, como se ilustra en la Figura 3.12.

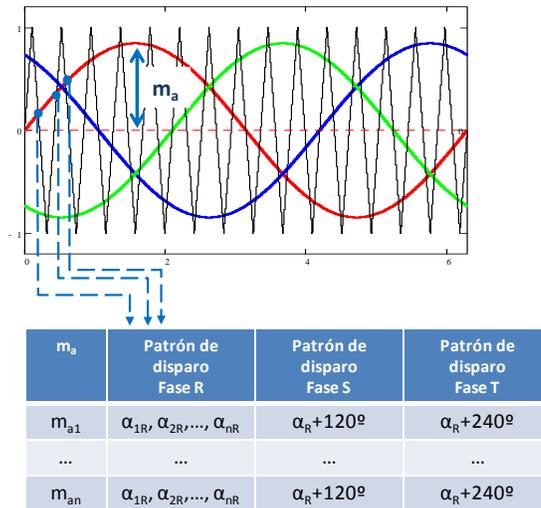


Figura 3.12 Modulación PWM con índice de modulación en frecuencia impar y múltiplo de tres.

- Índice de modulación impar y no múltiplo de tres.

En este caso, únicamente se sincroniza con la portadora una de las señales moduladoras del inversor trifásico y, por lo tanto, para evitar la aparición de inter-armónicos, es necesario determinar los instantes de disparo de las tres ramas y utilizar tres tablas de control, una para cada rama, como se ilustra en la Figura 3.13.

Este aspecto queda patente en la Figura 3.14 en la que se representan los espectros armónicos de la tensión de línea salida del inversor cuando se utiliza un índice de modulación impar no múltiplo de tres y se implementa la generación de las señales de disparo utilizando una única tabla de control o utilizando tres tablas de control, una para cada fase. Sobre dicha figura se observa que, cuando se utilizan tres tablas de control, el espectro armónico obtenido corresponde al típico de una modulación PWM, a pesar de que dos de las señales moduladoras no estén sincronizadas con la portadora triangular. Sin embargo, cuando se utiliza sólo una tabla de control y se obtienen las otras dos ramas mediante la aplicación de

desfases, el espectro armónico obtenido no se corresponde con el esperado en una modulación PWM.

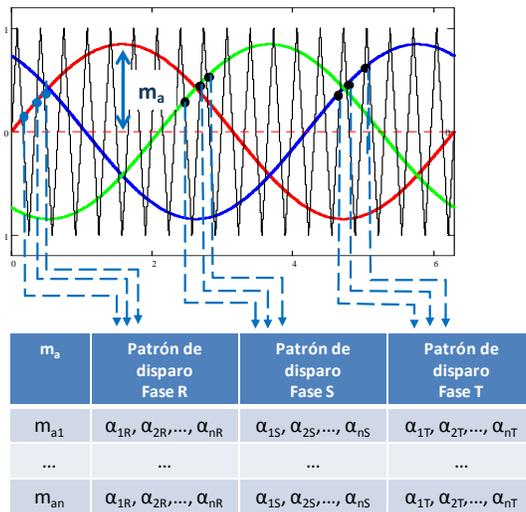


Figura 3.13 Modulación PWM con índice de modulación en frecuencia impar y NO múltiplo de tres.

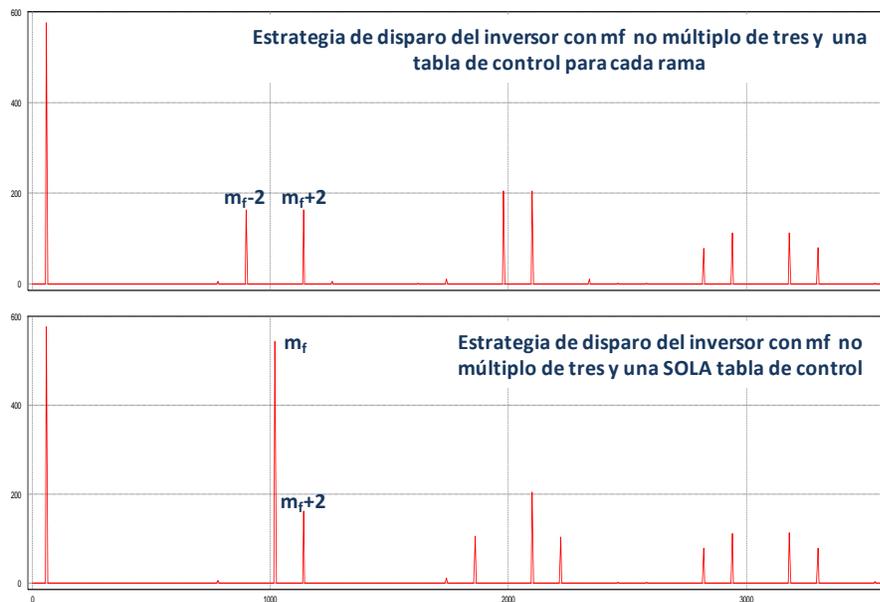


Figura 3.14 Espectros armónicos de la tensión de salida para una modulación PWM con índice de modulación impar NO múltiplo de tres, generando los disparos con una tabla de control para cada rama y generando los disparos a partir de una única tabla de control.

En el caso del estudio comparativo llevado a cabo en este capítulo, se ha considerado una estrategia con una única tabla de control. Por consiguiente, los índices de modulación equivalentes de las técnicas de modulación involucradas en la comparación deben ser impares y múltiplos de tres.

En la Tabla 3-II se muestran los índices de modulación en frecuencia equivalentes de las técnicas PWM seleccionadas para distintos números de cortes (N), junto con las expresiones que relacionan el número de cortes de la eliminación de armónicos con el índice de modulación en frecuencia equivalente.

Tabla 3-II Número de cortes e índice de modulación en frecuencia equivalentes en cuanto a número de conmutaciones por periodo fundamental para SHE, THIPWM y DPWM1.

SHE	THIPWM	DPWM1
N=7	$m_f \text{ THIPWM} = 2 \cdot N + 1 = 15$	$m_f \text{ DPWM1} = 3 \cdot N = 21$
N=9	$m_f \text{ THIPWM} = 2 \cdot N + 1 = 19$	$m_f \text{ DPWM1} = 3 \cdot N = 27$
N=10	$m_f \text{ THIPWM} = 2 \cdot N + 1 = 21$	$m_f \text{ DPWM1} = 3 \cdot N = 30$
N=13	$m_f \text{ THIPWM} = 2 \cdot N + 1 = 27$	$m_f \text{ DPWM1} = 3 \cdot N = 39$

A partir de los datos incluidos en la Tabla 3-II se concluye que, de las posibles implementaciones propuestas en la Tabla 3-II, únicamente se cumple que el índice de modulación en frecuencia sea impar y múltiplo de tres para THIPWM y DPWM1 en los casos correspondientes a 7 y 13 cortes y, por consiguiente, estas son las dos implementaciones consideradas para definir el estudio comparativo.

Cabe destacar, que las conclusiones extraídas para modulaciones en las que el índice de modulación es impar y múltiplo de tres son extrapolables al caso de índices de modulación impares no múltiplos de tres, siempre que la implementación se lleve a cabo con una tabla de control para cada rama del inversor.

### 3.4.3 Selección de la frecuencia de resonancia del filtro LC

El estudio comparativo de las distintas técnicas de modulación seleccionadas se debe llevar a cabo a igualdad de filtro para las tres técnicas de modulación consideradas. El criterio de selección de la frecuencia de resonancia de dicho filtro se justifica a lo largo de este apartado.

A partir de la evolución de la DAT de salida del inversor frente al índice de modulación representada en la Figura 3.15, que es conocida a priori y no depende del filtro CA de salida considerado, se observa que dicha evolución es decreciente con el índice de modulación para las tres técnicas consideradas y los dos números de cortes mostrados.

Por consiguiente, a priori, el punto más restrictivo en cuanto a DAT en la salida del inversor corresponde al índice de modulación mínimo considerado (0,16) y, por lo tanto, este es el punto en el que se lleva a cabo la selección de la frecuencia de resonancia del filtro.

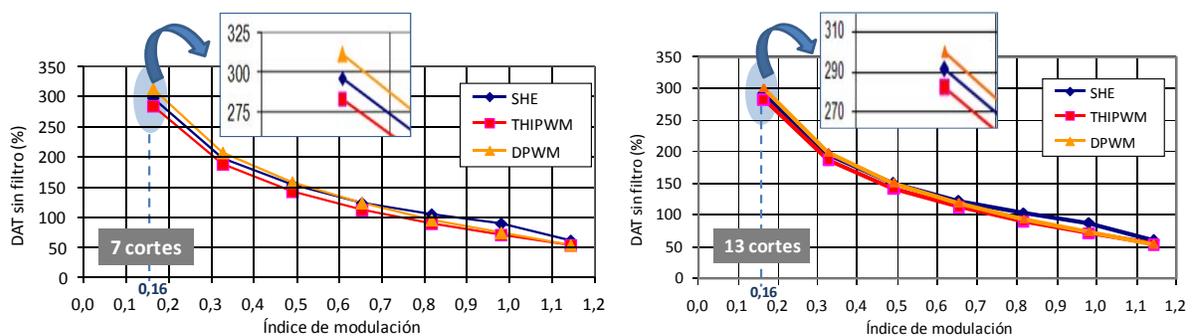


Figura 3.15 DAT de la tensión de salida del inversor frente al índice de modulación para dos números de cortes distintos: 7 cortes y 13 cortes.

Como restricción adicional, se impone que la frecuencia de resonancia del filtro debe situarse entre dos armónicos consecutivos, equidistante de ambos en escala logarítmica. Es decir, debe situarse en la media geométrica entre dos armónicos consecutivos (3.33).

$$f_o = 50 \cdot \sqrt{n \cdot (n + 1)} \tag{3.33}$$

Dado que en el estudio comparativo se van a considerar dos números de cortes distintos (7 y 13 cortes) y tres valores típicos de DAT máxima: 4%, 7% y 14%, se ha determinado la frecuencia de resonancia del filtro que permite cumplir cada uno de los estándares de DAT para cada técnica de modulación y los dos números de cortes considerados. Los resultados obtenidos se incluyen en la Tabla 3-III.

Tabla 3-III Frecuencias de resonancia del filtro CA de salida para las tres técnicas de modulación consideradas, tres valores de DAT máxima y dos números de cortes distintos.

		N=7 cortes			N=13 cortes		
		DPWM1	SHE	THIPWM	DPWM1	SHE	THIPWM
DAT <sub>max</sub>	4%	70Hz	174Hz	273Hz	122Hz	324Hz	424Hz
	7%	122Hz	274Hz	324Hz	173Hz	424Hz	574Hz
	14%	173Hz	374Hz	424Hz	223Hz	624Hz	774Hz

A partir de los resultados mostrados en la Tabla 3-III se observa que la frecuencia de resonancia obtenida para DPWM1 es muy restrictiva, ya que con una frecuencia de resonancia tan baja, el tamaño del filtro se ve muy penalizado. La necesidad de una frecuencia de resonancia tan baja en el caso de la modulación DPWM1 está relacionada con la distribución espectral que presenta dicha técnica de modulación para el índice de modulación considerado ( $M=0,16$ ).

Si se considera la distribución de los espectros armónicos de las tres técnicas de modulación para el índice de modulación considerado ( $M=0,16$ ) y  $N=7$  cortes, representados en la Figura 3.16, se observa que:

- El espectro de la DPWM1 presenta unas bandas laterales muy anchas alrededor del índice de modulación en frecuencia ( $m_f$ ). Dichas bandas laterales se extienden hasta frecuencias armónicas muy bajas, de forma que la frecuencia de resonancia del filtro necesaria para filtra dicho contenido armónico debe situarse en frecuencias muy bajas, penalizando significativamente el tamaño, volumen y peso de dicho filtro.
- El espectro correspondiente a SHE se observa que, entre el armónico fundamental y el primer armónico no eliminado (PNE) no existe contenido armónico, lo que permite situar la frecuencia de resonancia del filtro en una frecuencia mayor que en el caso de la modulación discontinua (DPWM1). Sin embargo, la amplitud del primer armónico no eliminado es significativa y, por lo tanto, la frecuencia de resonancia del filtro debe situarse de forma que la atenuación obtenida a la frecuencia de dicho armónico sea suficiente para cumplir las especificaciones.
- Por último, en el caso de la modulación con inyección de tercer armónico (THIPWM), las bandas laterales típicas de este tipo de modulación se distribuyen en una banda estrecha alrededor del índice de modulación en frecuencia y, además, la amplitud de los armónicos que las conforman es pequeña, lo que permite situar la frecuencia de resonancia del filtro en frecuencias mayores que en el caso de las otras dos técnicas de modulación consideradas.

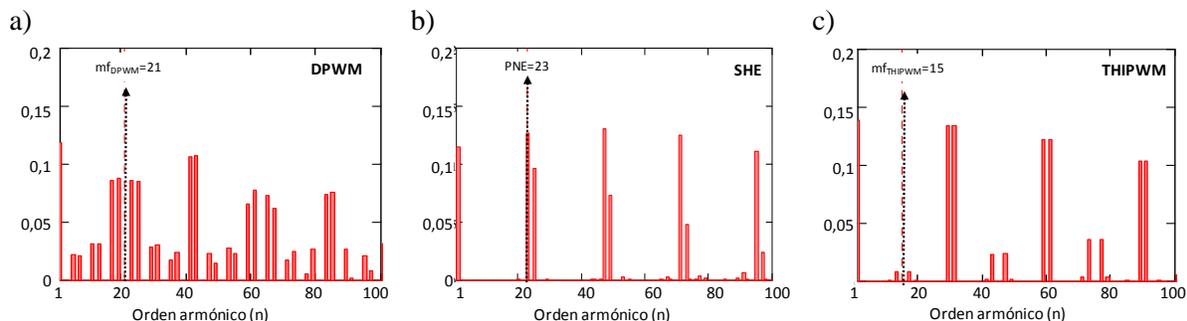


Figura 3.16 Espectro de la tensión de salida del inversor normalizado respecto a la tensión de alimentación del inversor, para  $M=0,16$  y  $N=7$  cortes y las tres técnicas de modulación consideradas: a) Modulación discontinua (DPWM1), b) Eliminación de armónicos (SHE), c) PWM con inyección de tercer armónico (THIPWM).

A modo de conclusión relativa a la frecuencia de resonancia del filtro, la frecuencia necesaria para que la técnica DPWM1 cumpla las especificaciones relativas a la DAT resulta excesivamente baja. Ello implica una penalización del tamaño, y peso del filtro que no resulta asumible en el caso de la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada. Por lo tanto, como consecuencia de esta característica, la técnica de modulación DPWM1 es excluida del estudio comparativo.

Por consiguiente, desde este momento en adelante, las únicas técnicas de modulación consideradas son la técnica de eliminación selectiva de armónicos (SHE) y la modulación PWM con inyección de tercer armónico (THIPWM). En términos de filtro CA, las frecuencias de resonancia consideradas son las correspondientes a SHE ya que, al ser las más restrictivas, garantizan el cumplimiento de las especificaciones tanto para SHE como para THIPWM.



### 3.5 Resultados de la comparación teórica

A lo largo de este apartado se detalla el estudio teórico realizado en términos de DAT y pérdidas, tanto en la bobina de filtro como en los semiconductores. El estudio se ha realizado sobre un sistema como el de la Figura 3.2, en el que se considera una tensión nominal de salida de  $230V_{ef}$  de línea y una potencia nominal de salida de 30kW.

Cabe destacar que, una vez eliminada de la comparación la técnica de modulación discontinua (DPWM1), existen tres posibles implementaciones de las dadas en la Tabla 3-II que pueden ser comparadas entre sí (7, 10 y 13 cortes). En la Tabla 3-IV se resumen las frecuencias de resonancia del filtro CA utilizadas en el estudio teórico para cada uno de los números de cortes y cada una de las especificaciones de DAT consideradas.

Tabla 3-IV Frecuencias de resonancia del filtro CA de salida. Se consideran tres números de cortes (7, 10 y 13) y tres  $DAT_{max}$  (4%, 7%, y 14%).

		Número de cortes		
		7	10	13
DAT <sub>max</sub>	4%	174Hz	224Hz	324Hz
	7%	274Hz	324Hz	424Hz
	14%	374Hz	424Hz	624Hz

#### 3.5.1 Comparación en términos de DAT de la tensión filtrada de salida

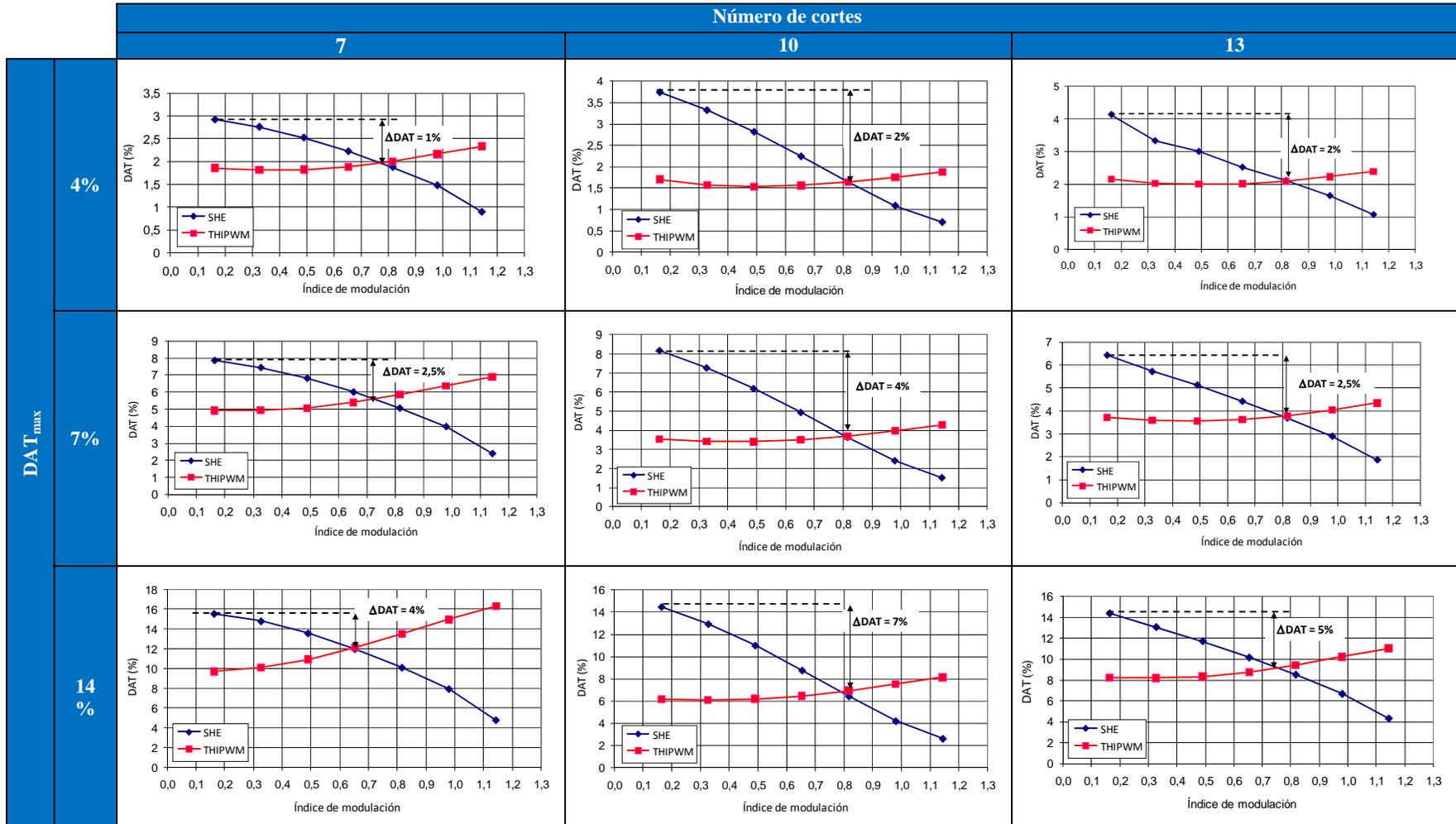
En la Tabla 3-V se han incluido los resultados obtenidos para los nueve casos presentados en la Tabla 3-IV con objeto de comparar las prestaciones obtenidas con las dos técnicas de modulación que finalmente forman parte del estudio comparativo, SHE y THIPWM.

Se observa que la evolución de la curva de DAT de la técnica SHE es creciente a medida que aumenta el índice de modulación, mientras que en el caso de la técnica THIPWM dicha evolución es decreciente. Este efecto es debido a la evolución con el índice de modulación de los espectros armónicos característicos de ambas técnicas de modulación.

Por otro lado, como se puede observar en las gráficas incluidas en la Tabla 3-V, en todas las gráficas existe un punto de intersección entre las curvas de DAT correspondientes a SHE y THIPWM que se denomina  $M_{frontera}$  y que se sitúa dentro del intervalo comprendido entre  $M=0,65$  y  $M=0,8$ .

Teniendo en cuenta que el objetivo final del estudio comparativo llevado a cabo en este apartado es la reducción de la DAT de alta frecuencia presente en la tensión de salida, se puede decir que el punto de intersección identificado mediante el índice de modulación  $M_{frontera}$  delimita las zonas en las que cada técnica de modulación resulta óptima en cuanto a reducción de la DAT. En este aspecto, sobre las gráficas de la Tabla 3-V se observa que en todos los casos considerados, la técnica óptima para índices de modulación menores que  $M_{frontera}$  es la THIPWM; mientras que para índices de modulación mayores, la técnica de Eliminación de Armónicos proporciona mejores prestaciones.

Tabla 3-V Distorsión armónica total en la tensión de salida del filtro frente al índice de modulación, para Eliminación de Armónicos y PWM con inyección de tercer armónico. Se consideran tres números de cortes (7, 10 y 13) y tres  $DAT_{max}$  (4%, 7%, y 14%).



Por tanto, cabe deducir que la combinación de ambas técnicas de modulación dentro de un mismo modulador permite mejorar el nivel de DAT presente en la tensión de salida respecto a la obtenida utilizando cualquiera de las dos técnicas por separado. El modulador optimizado que se propone para reducir la distorsión armónica presente en la tensión CA filtrada de salida consiste en combinar las técnicas SHE y THIPWM en una misma tabla de control. Así, los patrones de disparo almacenados en la tabla para índices de modulación comprendidos entre 0,16 y  $M_{frontera}$  corresponden a THIPWM y los comprendidos entre  $M_{frontera}$  y 1,15 corresponden a SHE. De esta forma, la curva de DAT correspondiente al modulador propuesto será la envolvente inferior de las curvas de distorsión correspondientes a las dos técnicas de modulación implicadas; SHE y THIPWM, como se ilustra en la Figura 3.17.

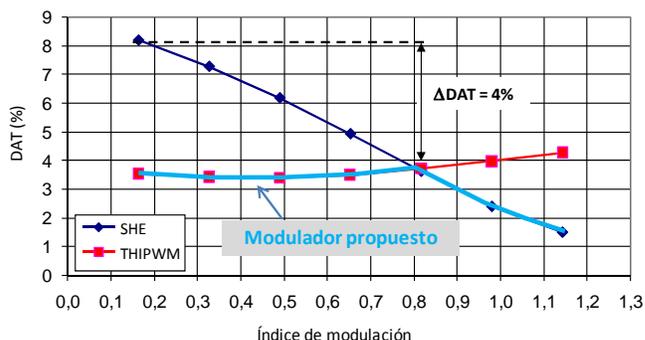


Figura 3.17 Distorsión armónica total en la tensión de salida del filtro frente al índice de modulación para el modulador propuesto, SHE y THIPWM. (N=10,  $DAT_{max}=7\%$ ).

Atendiendo a la DAT correspondiente al modulador propuesto, es posible determinar el ahorro en términos de DAT que es posible obtener ( $\Delta DAT$ ) utilizando el modulador propuesto. Para ello se ha tomado como referencia el punto seleccionado para establecer la frecuencia de resonancia del filtro inicialmente ( $M=0,16$ ) y se ha observado que dicho ahorro puede alcanzar una reducción de hasta el 7% en algunos casos. Por tanto, la utilización de dicho modulador permite cumplir las especificaciones relativas a la DAT máxima situando la frecuencia de resonancia del filtro en una frecuencia mayor, con la consiguiente reducción de peso y volumen que ello supone, siendo el nuevo punto de diseño del filtro al punto más restrictivo en cuanto a DAT en la tensión de salida, que corresponde al punto de intersección denominado  $M_{frontera}$ .

### 3.5.2 Comparación en términos de pérdidas

#### 3.5.2.1 Pérdidas en el cobre de la bobina de filtro

Como se ha justificado en el apartado 3.3.2.1, las pérdidas en el cobre se van a valorar a través de la Distorsión Armónica Total Ponderada (DATP). Dado que la DATP se calcula sobre la tensión de salida del inversor, únicamente depende del número de cortes considerado. Los resultados obtenidos en relación con dicha figura de mérito se muestran en la Tabla 3-VI.

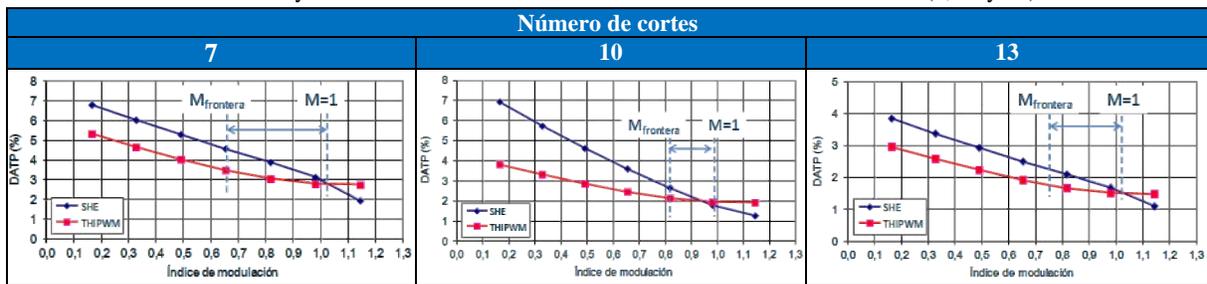
Sobre los resultados mostrados en la Tabla 3-VI se observa que en los tres casos la técnica óptima en términos de pérdidas en el cobre es la THIPWM excepto en índices de modulación mayores o iguales que uno. Sobre las gráficas se han indicado los índices de modulación frontera que permiten optimizar el modulador en términos de DAT, que se sitúan: entre 0,65 y 0,7 en el caso de 7 cortes, en 0,8 para 10cortes, y entre 0,75 y 0,8 para 13 cortes.

Se puede observar, que para un modulador implementado considerando dichas fronteras se optimizan parcialmente las pérdidas en el cobre, ya que:

- $M < M_{frontera}$  la técnica THIPWM optimiza tanto la DAT como las pérdidas en el cobre de la bobina.
- $M > 1$  la técnica SHE resulta óptima tanto en DAT como en pérdidas en el cobre de la bobina.
- $M_{frontera} < M < 1$  las pérdidas en el cobre se penalizan, dado que en este tramo la técnica utilizada es SHE, que presenta peores pérdidas en el cobre que THIPWM. Pero optimiza la DAT.

Por tanto, si se utiliza la DAT como criterio principal para la implementación del modulador, en la mayor parte del rango de índice de modulación se optimizan también las pérdidas en el cobre. En el tramo comprendido entre  $M_{frontera}$  y  $M=1$  las pérdidas en el cobre no se optimizan. Sin embargo, dado que permanecen por debajo de las pérdidas máximas, no es necesario incrementar la capacidad de evacuación, y únicamente se penaliza ligeramente el rendimiento.

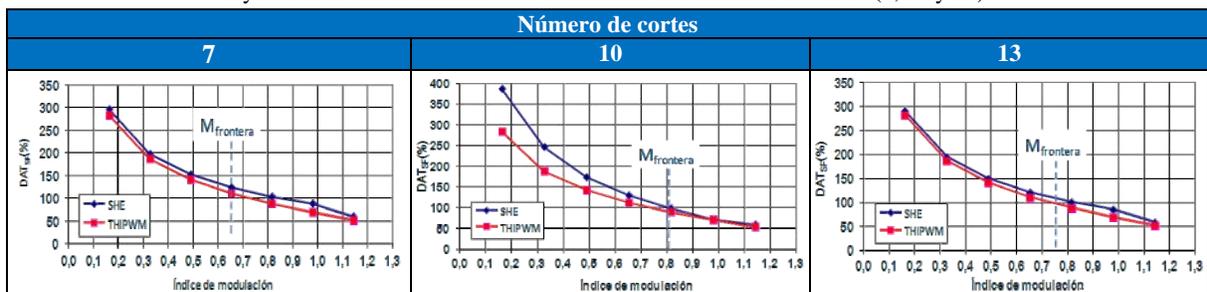
Tabla 3-VI Distorsión armónica total ponderada en la tensión de salida del inversor para Eliminación de Armónicos y PWM con inyección de tercer armónico. Se consideran tres números de cortes (7, 10 y 13).



### 3.5.2.2 Pérdidas en el hierro de la bobina de filtro

Las pérdidas en el hierro de la bobina de filtro están relacionadas con la distorsión armónica total sin filtrar ( $DAT_{SF}$ ), como se ha justificado en el apartado 3.3.2.2, siendo éste el factor de mérito utilizado para evaluar su evolución con el índice de modulación. Dado que la  $DAT_{SF}$  se calcula sobre la tensión de salida del inversor, no se ve afectada por el filtro utilizado y únicamente depende del número de cortes considerados. Los resultados relativos a la  $DAT_{SF}$  obtenida para SHE y THIPWM se muestran en la Tabla 3-VII.

Tabla 3-VII Distorsión armónica total en la tensión de salida del inversor para Eliminación de Armónicos y PWM con inyección de tercer armónico. Se consideran tres números de cortes (7, 10 y 13).



Sobre los resultados mostrados en la Tabla 3-VII se observa que, en el caso de la  $DAT_{SF}$  no existe punto de intersección entre las curvas correspondientes a SHE y THIPWM. Para los tres

números de cortes considerados, la  $DAT_{SF}$  proporcionada por la técnica THIPWM es menor o igual que la proporcionada por la técnica SHE. Por lo tanto, atendiendo al modulador implementado considerando las fronteras establecidas para la optimización de la DAT, se puede concluir que:

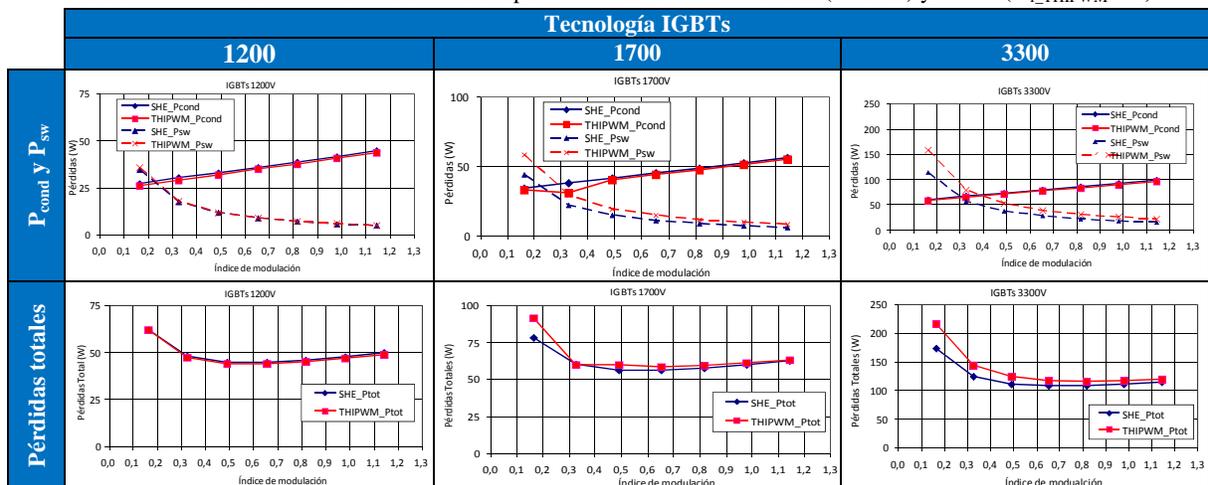
- $M < M_{frontera}$  se optimizan tanto la DAT como las pérdidas en el hierro de la bobina, ya que el modulador propuesto utiliza en este tramo la técnica de modulación THIPWM.
- $M > M_{frontera}$  se optimiza la DAT mediante la utilización de la técnica SHE, por lo tanto, las pérdidas en el hierro de la bobina se ven penalizadas respecto a utilizar la técnica THIPWM.

Por lo tanto, dado que el criterio de optimización del modulador propuesto es la reducción de la DAT, las pérdidas en el hierro de la bobina únicamente resultan optimizadas para índices de modulación menores que el índice de modulación frontera, mientras que para índices de modulación mayores que la frontera, dichas pérdidas resultan penalizadas. Sin embargo, a pesar de que para  $M > M_{frontera}$  no se optimizan las pérdidas en el hierro de la bobina, éstas se mantienen por debajo del máximo y, por consiguiente, no se requiere aumentar la capacidad de evacuación del calor generado en la bobina, aunque sí resulta penalizado el rendimiento.

### 3.5.2.3 Pérdidas en los IGBTs

Por último, es necesario tener en cuenta las pérdidas en los IGBTs tanto en conducción como en conmutación. El estudio llevado a cabo ha contemplado tres tecnologías de IGBTs (1200V, 1700V, 3300V) para cada caso considerado (7, 10 y 13 cortes). En la Tabla 3-VIII se recogen los resultados relativos a las pérdidas en un IGBT correspondiente a 7 cortes y  $m_{f\_THIPWM} = 15$ , respectivamente. En el estudio se han obtenido también las pérdidas para los otros dos números de cortes considerados (10 y 13 cortes); sin embargo dado que las tendencias obtenidas son iguales en los tres casos, únicamente se han incluido en este documento los resultados correspondientes a 7 cortes.

Tabla 3-VIII Pérdidas en un IGBT del inversor para Eliminación de Armónicos (7 cortes) y PWM ( $m_{f\_THIPWM}=15$ ).



Las conclusiones relativas a las pérdidas en lo IGBTs extraídas de los resultados mostrados en la Tabla 3-VIII son las siguientes:

- Dado que la componente dominante de la corriente de salida del inversor es el armónico fundamental, las pérdidas en conducción son muy similares para ambas técnicas de modulación.
- Las pérdidas en conmutación, en cambio, dependen de la tecnología de IGBT empleada. Para valores máximos de tensión bajos (1200V) las pérdidas de conmutación son aproximadamente las mismas en ambas modulaciones. Sin embargo, a medida que aumenta la tensión máxima del IGBT, aumenta la diferencia entre las dos modulaciones consideradas. Ello es debido a las distintas pendientes que presentan las curvas de energía de encendido y apagado para cada uno de los tipos de IGBTs, ya que dichas pendientes son mayores para tensiones máximas mayores, como se muestra en la Figura 3.18.

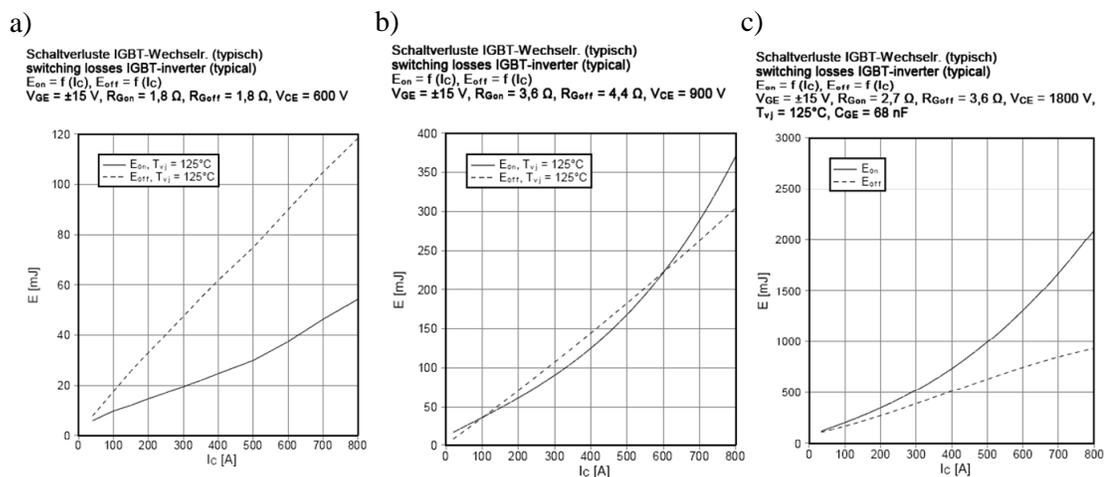


Figura 3.18 Curvas de energía de encendido y apagado para IGBTs de tres tecnologías distintas: a) 1200V (FF400R12KR3), b) 1700V (FF400R17KE3\_B2) y c) 3300V (FF400R33KF2C)

Dado que el dato de entrada de las curvas es la corriente instantánea por el IGBT en el instante de la conmutación, la distribución de los pulsos de disparo impone las pérdidas de conmutación en el IGBT. Al aumentar la pendiente de las curvas de energía, las diferencias en el posicionamiento de los pulsos provocan una mayor diferencia en las pérdidas obtenidas para cada técnica de modulación.

Como se puede observar en la Figura 3.19, los pulsos de disparo de la PWM con inyección de tercer armónico (THIPWM) se distribuyen a lo largo de todo el semiperiodo, ya que se trata de una técnica de frecuencia de conmutación constante. Sin embargo, en el caso de la eliminación de armónicos (SHE), los pulsos de disparo se distribuyen en las inmediaciones del paso por cero, donde la corriente aún no ha alcanzado su máximo. Como consecuencia, las pérdidas de conmutación que presenta la técnica SHE son menores que las obtenidas con THIPWM.

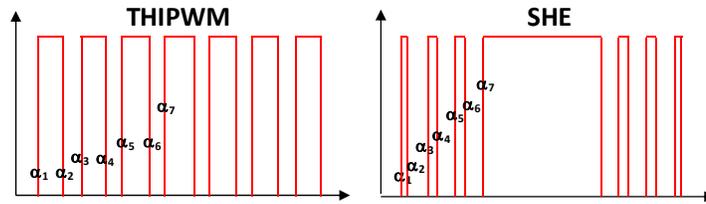


Figura 3.19 Distribución de los pulsos de disparo en un semiperiodo fundamental para las técnicas PWM con inyección de tercer armónico (THIPWM) y Eliminación de Armónicos (SHE).

- En términos de pérdidas totales en los IGBTs, cabe destacar que las pérdidas predominantes son las pérdidas en conducción, excepto para índices de modulación muy bajos, en los que predominan las pérdidas en conmutación. Por otro lado, igual que en el caso de las pérdidas en conmutación, a medida que aumenta la tensión máxima del IGBT considerado se aprecia una mayor diferencia entre los resultados obtenidos para cada técnica de modulación. Dichas diferencias son debidas a las pérdidas en conmutación, ya que las pérdidas en conducción son prácticamente iguales para ambas técnicas de modulación.



### 3.6 Modulador propuesto para la reducción de la DAT de AF

Tomando como punto de partida los resultados teóricos mostrados en el apartado 3.5, se propone un modulador optimizado cuyo objetivo es la reducción de la DAT de AF debida a los armónicos no deseados propios de la conmutación del inversor.

Mediante la evaluación de la DAT frente al índice de modulación se ha determinado que en todos los casos existe una intersección entre las curvas correspondientes a SHE y THIPWM, que corresponde a un índice de modulación denominado  $M_{frontera}$ . Para índices de modulación comprendidos entre 0,16 y dicho valor, la técnica de modulación óptima en cuanto a DAT es la THIPWM, mientras que para el resto del rango es la SHE la que proporciona mejores prestaciones en cuanto a DAT.

Por tanto, con objeto de minimizar la DAT de alta frecuencia debida a la modulación del inversor, se propone un modulador optimizado que combina las técnicas SHE y THIPWM. Para ello, se va a utilizar una tabla de control (*look-up table*) que almacena los patrones de disparo correspondientes a THIPWM para aquellos índices de modulación comprendidos entre 0,16 y  $M_{frontera}$ , y los patrones correspondientes a SHE para los índices de modulación comprendidos entre  $M_{frontera}$  y 1,15 (ver Figura 3.20). De esta forma, la DAT obtenida con el nuevo modulador se corresponde con la envolvente inferior de las curvas correspondientes a SHE y THIPWM, como se ilustra en la Figura 3.21 con un ejemplo. En cuanto al valor que adopta  $M_{frontera}$ , se ha observado que para todos los casos estudiados éste se sitúa entre 0,65 y 0,8.

M	Ángulos de disparo				
0,16	$\alpha_1$	$\alpha_2$	...	$\alpha_m$	THIPWM
.	.	.	.	.	
.	.	.	.	.	
.	.	.	.	.	
$M_{frontera}$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	...	$\alpha_m$	SHE
.	.	.	.	.	
.	.	.	.	.	
1,15	$\alpha_1$	$\alpha_2$	...	$\alpha_m$	

Figura 3.20 Tabla de control correspondiente al modulador propuesto.

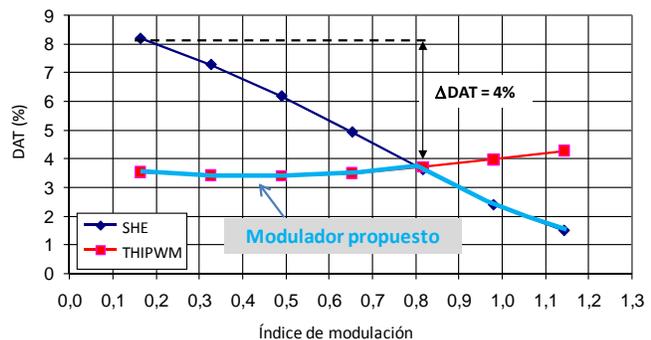


Figura 3.21 Distorsión armónica total en la tensión de salida filtrada frente al índice de modulación, para el modulador propuesto, Eliminación de Armónicos y PWM con inyección de tercer armónico. N= 10.

Si se representa el valor de los ángulos de disparo contenidos en la tabla de control del modulador propuesto respecto al índice de modulación, Figura 3.22, se aprecia una variación brusca de la evolución de los ángulos en la frontera entre THIPWM y SHE. Dicha variación es debida a que la distribución de los ángulos dentro del periodo fundamental es muy distinta para THIPWM y SHE.

Como consecuencia de la variación brusca de los ángulos de disparo que se produce en la frontera entre técnicas de modulación, cabe anticipar que la frontera entre ambas técnicas de modulación puede suponer un punto crítico en cuanto a las prestaciones obtenidas con dicho modulador, en forma de transitorios no deseados en el sistema. Por ello, en el apartado 3.7.3 se evalúa el comportamiento del sistema en el entorno de la frontera, cuando se cambia de una técnica de modulación a otra tanto cuando se pasa de THIPWM a SHE como en sentido contrario.

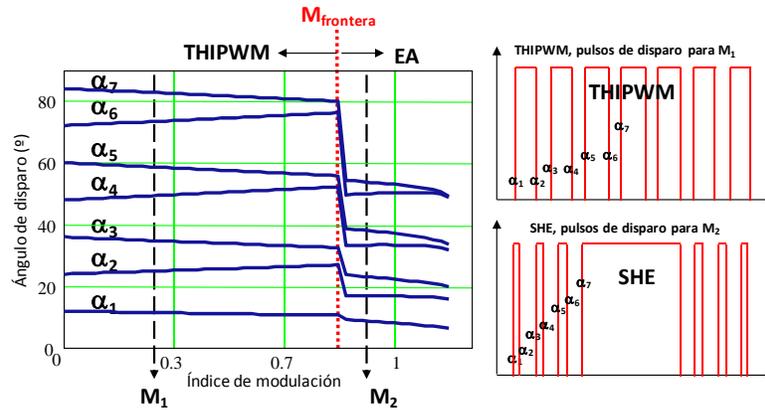


Figura 3.22 Evolución de los ángulos de disparo correspondientes a un cuarto de onda del modulador propuesto respecto al índice de modulación y representación de la distribución de los pulsos de disparo en medio periodo para THIPWM ( $m_f=15$ ) y SHE (7 cortes).

Atendiendo a otros parámetros del sistema como las pérdidas en la bobina o en los IGBTs, los resultados teóricos obtenidos permiten concluir:

- La utilización del modulador propuesto permite optimizar las pérdidas en el cobre de la bobina de filtro durante aproximadamente el 75% del rango de índice de modulación. Cabe destacar que en el intervalo de índice de modulación en el que las pérdidas en el cobre no se optimizan, éstas permanecen por debajo de las pérdidas máximas y, por lo tanto, la capacidad de evacuación del calor necesaria no se ve penalizada. En términos de rendimiento, éste sí se ve ligeramente penalizado en dicho tramo como consecuencia de no optimizar las pérdidas.
- Atendiendo a las pérdidas en el hierro de la bobina, en el tramo del rango de índice de modulación en el que se utiliza SHE, no resultan optimizadas. Sin embargo, dado que se mantienen por debajo del máximo únicamente penalizan el rendimiento pero no resulta necesario aumentar la capacidad de evacuación del calor de la bobina.
- Las pérdidas totales en los IGBTs no se ven penalizadas con la utilización del modulador propuesto cuando la tecnología de IGBTs utilizada corresponde a unas tensiones máximas de 1200V ó 1700V. En el caso de 3300V se ven ligeramente penalizadas respecto a utilizar la técnica SHE para índices de modulación menores que 0,6. Ello puede implicar, en el caso de aplicaciones que requieran IGBTs de alta tensión, la necesidad de aumentar el tamaño del disipador de los IGBTs.

### 3.7 Validación del modulador propuesto

Con objeto de comprobar experimentalmente la existencia de un índice de modulación frontera ( $M_{frontera}$ ) que delimita las zonas en las que cada modulación es óptima, se ha utilizado el prototipo de la Figura 3.23 para determinar experimentalmente las curvas de DAT respecto al índice de modulación de las dos técnicas de modulación consideradas.

La resonancia del filtro se sitúa en 273Hz, y se ha considerado una tensión de línea de salida nominal de 220V<sub>ef</sub> y 50Hz. El inversor está formado por tres módulos SKM50GB123D, cada uno de ellos incluye dos IGBTs con diodos en antiparalelo y forma una rama del inversor. Su tensión máxima de colector-emisor es de 1200V, una corriente de colector nominal de 50A y una corriente máxima de 100A.

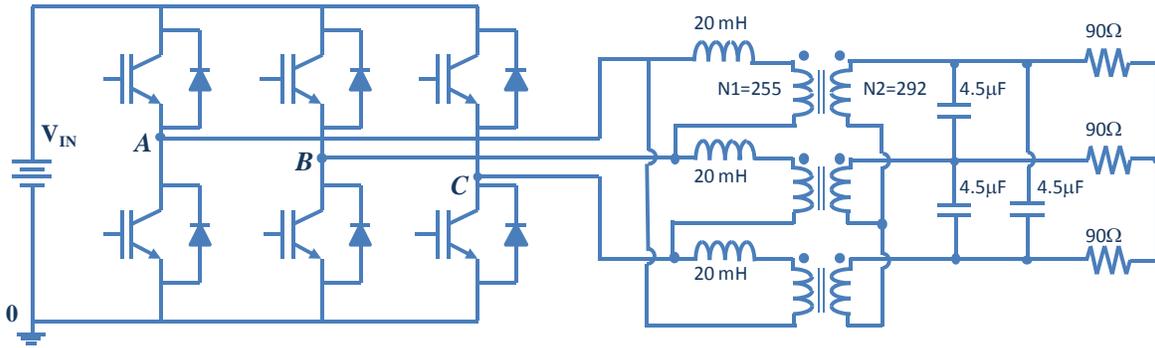


Figura 3.23 Prototipo utilizado para la validación de la técnica propuesta para la reducción de la DAT de alta frecuencia.

Es necesario tener en cuenta que al introducir el transformador con relación de transformación distinta de la unidad, se requiere redefinir el índice de modulación para que sea equivalente al índice de modulación definido en el estudio teórico ( $M$ ). La expresión de dicho índice de modulación, en función de amplitud del primer armónico de la tensión de salida del inversor ( $V_{pA0_1}$ ) y de la tensión de alimentación del inversor, es la dada en (3.34).

$$m_a = \frac{2 \cdot V_{pA0_1}}{V_{IN}} \quad (3.34)$$

A su vez, la amplitud del primer armónico de la tensión de salida del inversor puede calcularse a partir de la tensión eficaz de línea en la salida y los parámetros del prototipo, cuya expresión viene dada en (3.35).

$$V_{pA0_1} = \frac{V_{o\_ef} \cdot \sqrt{2} \cdot N_1}{3 \cdot G_F|_{50Hz} \cdot N_2} \quad (3.35)$$

Donde:

- $G_F$  Ganancia del filtro, definida en el primario, a la frecuencia fundamental (50Hz).
- $N_1$  Número de vueltas en el primario.
- $N_2$  Número de vueltas en el secundario.

Combinando las expresiones (3.34) y (3.35) se obtiene la expresión equivalente del índice de modulación en función de la tensión eficaz de línea en la salida y de la tensión de alimentación del inversor, dada en (3.36). Asumiendo un diseño correcto del filtro, se puede considerar que su

ganancia a la frecuencia fundamental es la unidad y por tanto aproximar la expresión del índice de modulación como se muestra en (3.36).

$$m_a = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot G_F|_{50\text{Hz}}} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{V_{o\_ef}}{V_{IN}} \approx \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{3} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{V_{o\_ef}}{V_{IN}} \quad (3.36)$$

### 3.7.1 Validación experimental de las curvas de DAT respecto al índice de modulación

Se ha llevado a cabo la determinación experimental de la curva de evolución de la DAT respecto al índice de modulación para 7 cortes y para 10 cortes, cuyos resultados se muestran en la Figura 3.24 junto con los resultados obtenidos teóricamente para los datos del prototipo. Las diferencias existentes entre ellos se deben fundamentalmente a los tiempos muertos necesarios en la implementación experimental para evitar la conducción simultánea de los dos interruptores de una misma rama. Dichos tiempos muertos provoca la aparición de armónicos de baja frecuencia (5°, 7°, etc.) [129] que afectan a la DAT en la tensión de salida, incrementándola.

En ambos casos se valida la existencia de un índice de modulación que determina los índices de modulación para los que cada técnica de modulación es óptima. Situándolo aproximadamente en 0,75 para 7 cortes y en 0,85 para 10 cortes, validando los resultados anticipados en el estudio teórico.

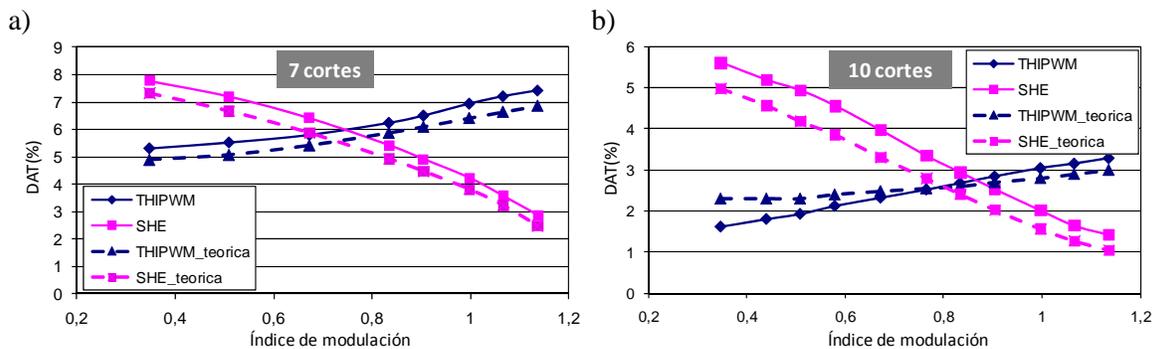


Figura 3.24 DAT experimental respecto al índice de modulación para a) SHE (7cortes) y THIPWM ( $m_{f\_THIPWM}=15$ ) y b) SHE (10cortes) y THIPWM ( $m_{f\_THIPWM}=21$ ).

Por tanto, la curva de DAT frente al índice de modulación correspondiente al modulador óptimo propuesto, es la representada en la Figura 3.25.

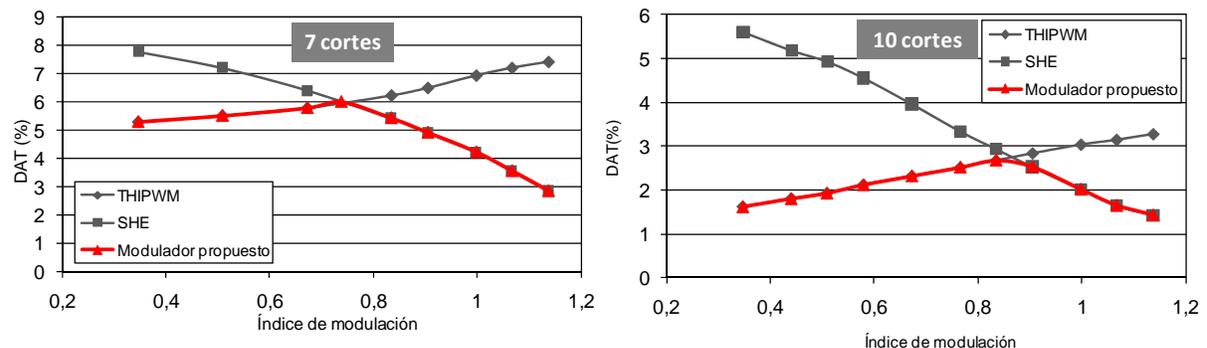


Figura 3.25 DAT del modulador propuesto frente al índice de modulación para 7 cortes y 10 cortes.

### 3.7.2 Validación experimental de las pérdidas.

En cuanto a las pérdidas, los resultados obtenidos experimentalmente son los incluidos en la Figura 3.26. La potencia de pérdidas se ha estimado como la diferencia entre la potencia de entrada y la potencia trifásica en la carga. Por tanto, dicha potencia de pérdidas comprende las pérdidas en los semiconductores, en la bobina y en el condensador de filtro, y las pérdidas en el transformador.

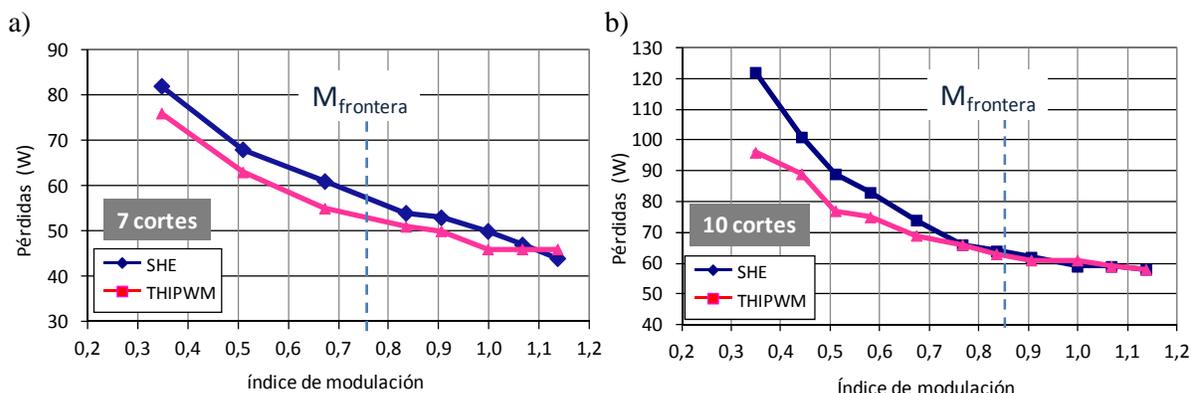


Figura 3.26 Evolución experimental de las pérdidas totales respecto al índice de modulación para a) SHE (7cortes) y THIPWM ( $m_f=15$ ) y b) SHE (10cortes) y THIPWM ( $m_f=21$ ).

A partir de la tendencia que adoptan las pérdidas totales en la Figura 3.26 cabe deducir que para bajos índices de modulación, que corresponden a tensiones de alimentación del inversor grandes y en las que el espectro armónico de alta frecuencia adopta amplitudes más significativas, la diferencia en pérdidas obtenidas entre ambas técnicas de modulación son debidas a aquellas que dependen del espectro armónico de la tensión generada por el inversor, fundamentalmente pérdidas en el cobre y el hierro de la bobina. Para índices de modulación altos, sin embargo, la pendiente descendente propia de las pérdidas en el cobre y en el hierro se ve reducida, adoptando una tendencia más horizontal. Para estos índices de modulación, las pérdidas en los IGBTs adquieren importancia frente a las pérdidas en la bobina, dado que al reducirse la tensión de alimentación del inversor es necesario aumentar el ancho de los pulsos de disparo para garantizar la tensión eficaz de salida deseada y, como consecuencia, la tensión media y eficaz que circula por los IGBTs aumenta, provocando el aumento de las pérdidas en conducción, que para estos índices de modulación son mayoritarias frente a las de conmutación.

Es importante tener en cuenta que las pérdidas en los semiconductores son muy bajas, ya que el nivel de corriente que soportan en las condiciones en las que se han realizado los experimentos es mucho menor que su valor nominal. Por lo tanto, no se puede descartar que en otras condiciones experimentales las pérdidas en los semiconductores adquieran más relevancia respecto a las de la bobina y alteren la tendencia mostrada en la Figura 3.26.

A partir de los resultados experimentales obtenidos, cabe destacar que en términos generales la utilización de un modulador que combine ambas técnicas de modulación no penaliza significativamente las pérdidas, ya que para  $M < M_{frontera}$  se emplea THIPWM que es la técnica con menores pérdidas mientras que para  $M > M_{frontera}$  la técnica utilizada es SHE, que para altos índices de modulación presenta pérdidas iguales o ligeramente superiores a THIPWM. Siendo la curva de pérdidas correspondiente al modulador óptimo propuesto la de la Figura 3.27. Aunque las pérdidas se ven ligeramente penalizadas en el intervalo de índice de modulación en el que se utiliza la técnica

SHE, dado que se mantienen por debajo de las pérdidas máximas, el tamaño de los disipadores y las necesidades de evacuación de calor en los elementos magnéticos no se ven afectados.

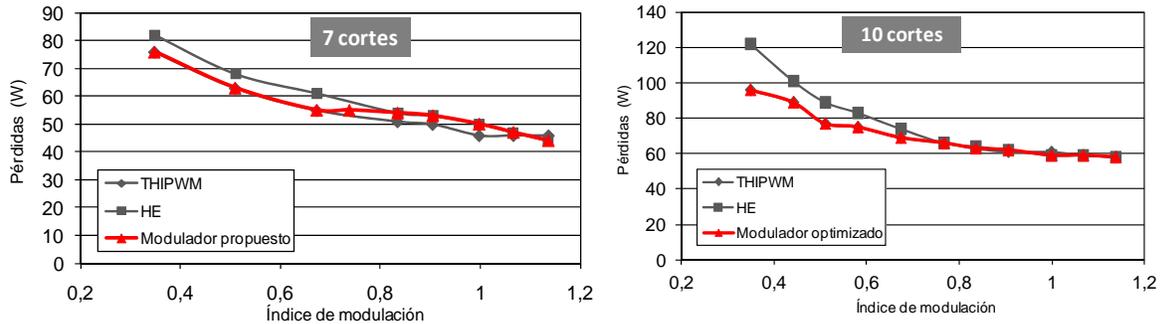


Figura 3.27 Evolución experimental de las pérdidas totales respecto al índice de modulación del modulador propuesto, para 7 y 10 cortes.

### 3.7.3 Comportamiento del modulador propuesto alrededor de la frontera entre técnicas de modulación, $M_{frontera}$

Cuando se considera utilizar dos técnicas de modulación dentro de un mismo modulador, cabe anticipar que la frontera entre ambas técnicas de modulación puede suponer un punto crítico en cuanto a las prestaciones obtenidas con dicho modulador, como se ha anticipado en el apartado 3.6. En dicho apartado, en la Figura 3.22, se ha representado la evolución de los ángulos de disparo frente al índice de modulación. Sobre dicha figura se ha observado una variación brusca de los ángulos de disparo en la frontera entre las técnicas de modulación consideradas, como consecuencia de la distinta distribución de los pulsos de disparo que presentan la THIPWM y la SHE dentro del periodo fundamental. Sin embargo, como se puede observar en la Figura 3.28, los resultados experimentales muestran un transitorio de tensión y corriente pequeño, tanto cuando se cambia de THIPWM a SHE o viceversa, que puede ser asumido por la carga sin causar daños.

Es importante destacar que el cambio de patrón de disparo se realiza de forma simultánea en las tres fases, ya que si no se hiciera de esa manera, el desequilibrio introducido provocaría un transitorio mayor y de mayor duración.

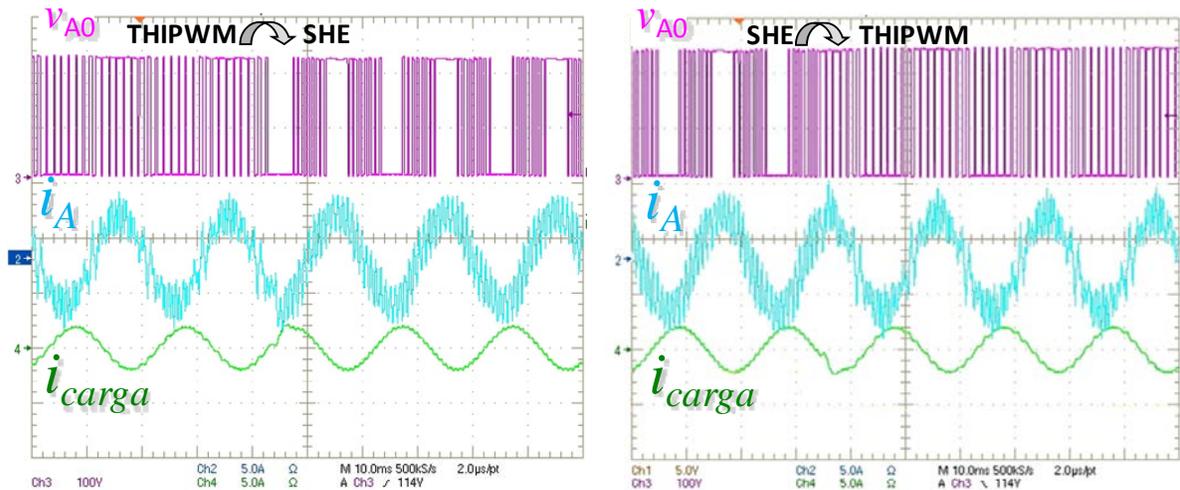


Figura 3.28 Resultados experimentales cuando el índice de modulación cambia de THIPWM a SHE alrededor del valor  $M_{frontera}=0,8$ .

## 3.8 Conclusiones

Las conclusiones del presente capítulo de esta tesis doctoral reflejan los hitos conseguidos tanto en términos de estudio teórico como de validación experimental de la técnica propuesta. El ámbito de aplicación de la solución propuesta se centra en una fuente de alimentación de servicios auxiliares que debe proporcionar una tensión CA regulada con baja DAT a las cargas.

La fuente fundamental de distorsión armónica en la aplicación planteada es la DAT debida a los armónicos de alta frecuencia debidos a la modulación del inversor, que son característicos de cada técnica de modulación y que evolucionan con el índice de modulación. Por tanto, se ha definido un estudio comparativo de las prestaciones obtenidas con distintas técnicas de modulación aplicadas a la fuente de alimentación considerada con objeto de optimizar dichas prestaciones.

### 3.8.1 Estudio teórico

Únicamente aquellas técnicas de modulación del estado de la técnica con un aprovechamiento similar de la tensión de alimentación del inversor se han considerado para la selección de las técnicas involucradas en el estudio comparativo, con objeto de garantizar que sean comparables entre sí en todo el rango lineal de modulación. Dichas técnicas de modulación son: PWM con inyección de secuencias homopolares, DPWM, SHE y SVM.

Dentro de las técnicas PWM con inyección de secuencia homopolar, se ha seleccionado la técnica PWM con inyección de tercer armónico, dado que la inyección de otros armónicos triples adicionales no mejora significativamente las prestaciones obtenidas.

Por otro lado, dentro de las posibles variaciones de implementación de las técnicas con moduladora discontinua (DPWM) se ha seleccionado la DPWM1, que se caracteriza por tener el intervalo no modulado centrado con el máximo del primer armónico y, por tanto, permite minimizar las pérdidas cuando la carga es resistiva, como se ha considerado en este caso.

Finalmente, la técnica de modulación mediante vector espacial (SVM) está orientada a la implementación digital y presenta distintas posibilidades de implementación. Sin embargo, todas ellas se caracterizan por tener un espectro armónico idéntico al de la técnica PWM equivalente (THIPWM, DPWM1, etc.). Por tanto, se considera representada en el estudio comparativo mediante dicha técnica PWM equivalente y no ha sido tenida en cuenta, como tal, en la comparación.

Por consiguiente, las técnicas seleccionadas han sido: PWM con inyección de tercer armónico (THIPWM), PWM discontinua con intervalo no modulado centrado con el máximo del primer armónico (DPWM1) y eliminación de armónicos (SHE). De ellas, la DPWM1 resulta desestimada debido a que el filtro necesario para cumplir las especificaciones de DAT requiere una frecuencia de resonancia muy baja que penaliza en exceso el tamaño, peso y coste del filtro.

Como consecuencia, el estudio comparativo final se ha llevado a cabo teniendo en cuenta únicamente dos técnicas de modulación: SHE y THIPWM.

La definición de los factores de mérito para la comparación se ha llevado a cabo con objeto de evaluar no sólo la DAT presente en la tensión de salida sino también otros factores clave del diseño de las fuentes de alimentación de servicios auxiliares para ferrocarril, tales como: tamaño y peso del filtro, pérdidas en el cobre y el hierro de la bobina de filtro y pérdidas en los semiconductores. En

este aspecto, cabe destacar que el tamaño y el peso del filtro están relacionados con la DAT y, por lo tanto, si se optimiza la DAT se optimizan dichos aspectos. Por otro lado, las pérdidas en el cobre y en el hierro de la bobina son proporcionales, respectivamente, a la distorsión armónica ponderada (DATP) y a la distorsión armónica total ( $DAT_{SF}$ ) de la tensión de salida del inversor y, por consiguiente, éstos han sido los parámetros utilizados para la evaluación de las mismas en el estudio comparativo.

Por último, con objeto de garantizar que las pérdidas en semiconductores sean comparables, se ha establecido que la comparación se lleve a cabo a igualdad de número de conmutaciones por periodo de las dos técnicas consideradas.

### *Conclusiones del estudio teórico*

El estudio teórico se ha realizado a igualdad de primer armónico generado y a igualdad de nº de conmutaciones por periodo fundamental. Siendo las conclusiones del estudio teórico las que se enumeran a continuación.

- *Distorsión armónica total (DAT) en la tensión de salida.*

La evolución de la DAT de la tensión de salida para THIPWM es creciente con el índice de modulación, mientras que en el caso de SHE dicha evolución es decreciente.

Existe un punto de intersección ( $M_{frontera}$ ) entre ambas curvas que permite establecer el rango de índice de modulación en el que cada una de ellas resulta óptima:

Para  $M \leq M_{frontera}$  la técnica óptima en cuanto a DAT es THIPWM.

$M \geq M_{frontera}$  la técnica óptima en cuanto a DAT es SHE.

- *Pérdidas en el cobre de la bobina*

Las pérdidas en el cobre de la bobina se evalúan mediante la distorsión armónica total ponderada (DATP). Se observa que en ambos casos la evolución de la DATP es decreciente con el índice de modulación. Sin embargo, existe un punto de intersección entre ambas curvas situado en  $M = 1$  que establece cuál de ellas resulta óptima en cada caso:

Para  $M \leq 1$  la técnica óptima en cuanto a DATP es THIPWM.

Para  $M \geq 1$  la técnica óptima en cuanto a DATP es SHE.

- *Pérdidas en el hierro de la bobina*

El factor de mérito utilizado para evaluar las pérdidas en el hierro de la bobina de filtro es la distorsión armónica total antes del filtro ( $DAT_{SF}$ ), es decir, la DAT medida en la tensión de salida del inversor.

Atendiendo a la evolución de la  $DAT_{SF}$  obtenida para las dos técnicas de modulación consideradas, se ha observado que la  $DAT_{SF}$  obtenida con THIPWM es menor o igual que la obtenida con SHE, para todo el rango de índice de modulación.

- *Pérdidas en los semiconductores*

Se distinguen pérdidas de conducción y pérdidas de conmutación. Las pérdidas de conducción son similares para las dos técnicas de modulación, ya que la componente dominante de la corriente de salida del inversor es el primer armónico.

En el caso de las pérdidas en conmutación, la diferencia obtenida entre ambas técnicas resulta más relevante para el IGBT de 3300V, mientras que para los casos de 1200V y de 1700V las pérdidas obtenidas son muy similares para las dos técnicas de modulación consideradas. Ello es debido a las distintas pendientes que presentan las curvas de energía disipada en el encendido y en el apagado respecto a la corriente de colector del IGBT recogidas en las hojas de características suministradas por el fabricante. Dado que la mayor pendiente corresponde al IGBT de 3300V, las diferencias en el posicionamiento de los pulsos provocan una mayor diferencia en las pérdidas.

### *Modulador propuesto*

A partir de los resultados y las conclusiones extraídas del estudio teórico, se ha propuesto un modulador óptimo que combina las dos técnicas de modulación. Dicho modulador se implementa mediante una tabla de control que utiliza el índice de modulación como puntero de selección del patrón de disparo. En dicha tabla se almacenan los patrones correspondientes a la técnica THIPWM para índices de modulación menores que  $M_{\text{frontera}}$  y los patrones correspondientes a la técnica SHE para índices de modulación mayores que  $M_{\text{frontera}}$ .

De esta forma se consigue un ahorro significativo en DAT respecto a la utilización de cualquiera de las otras técnicas por separado, ya que la curva de DAT frente al índice de modulación del modulador propuesto corresponde a la envolvente inferior de las curvas correspondientes a THIPWM y SHE.

Como consecuencia directa de la optimización de la DAT, es posible situar la frecuencia de resonancia del filtro en una frecuencia menor, reduciendo el valor de la inductancia necesaria y por tanto el peso y volumen de filtro.

En términos de pérdidas en el cobre de la bobina de filtro cabe destacar que resultan optimizadas en el 75% del rango de modulación lineal considerado, siendo la penalización en pérdidas de potencia pequeña en el resto del rango y, dado que en todo momento se mantienen por debajo de las pérdidas máximas, no existe penalización relativa a las necesidades de evacuación del calor generado en la bobina.

Atendiendo a las pérdidas en el hierro de la bobina, las obtenidas con THIPWM son menores que las obtenidas con SHE para todo el rango de índice de modulación y, por lo tanto, dichas pérdidas sólo resultan optimizadas en el rango de índice de modulación en el que se utiliza THIPWM. Ello supone que las pérdidas en el hierro de la bobina se optimizan en un porcentaje del rango total de índice de modulación que varía entre el 59% y el 74%, según dónde se sitúe  $M_{\text{frontera}}$ . En el resto del rango, aunque las pérdidas en el hierro no resultan optimizadas, tampoco penaliza las necesidades de evacuación del calor, dado que se mantienen por debajo de las pérdidas máximas.

### **3.8.2 Validación experimental**

La validación experimental se ha llevado a cabo sobre un prototipo a escala. Durante la validación experimental se ha validado la tendencia en cuanto a DAT obtenida teóricamente, así como la existencia de un punto de intersección entre las curvas de DAT correspondientes a THIPWM y SHE que delimita la zona de prestaciones óptimas de cada una de las técnicas de modulación consideradas. Además, la situación del índice de modulación frontera obtenido experimentalmente confirma los valores obtenidos teóricamente.

La representación gráfica de la evolución de los ángulos de disparo contenidos en la tabla de control evidencia un cambio brusco de tendencia en la frontera entre las dos técnicas de modulación, debido a la distinta distribución de pulsos de disparo que presentan dichas técnicas dentro del periodo fundamental. Como consecuencia, se ha considerado que la transición entre una técnica de modulación y otra supone un punto crítico en términos de transitorios debido a dicha variación brusca de la distribución de los instantes de disparo; sin embargo, se ha demostrado experimentalmente que el transitorio obtenido no invalida la implementación del modulador óptimo propuesto.

En términos de pérdidas, se han medido experimentalmente las pérdidas totales en el convertidor. Los resultados obtenidos muestran que la utilización del modulador propuesto permite optimizar las pérdidas durante la mayor parte del rango de índice de modulación, obteniéndose una penalización poco significativa durante el resto del rango lineal de modulación.

## Referencias

- [127] “Calculation of major IGBT operating parameters” Infineon Application Note ANIP9931E
- [128] J. J. Fraile Mora, “Máquinas Eléctricas”, Servicio de publicaciones del Colegio de Ingeniero de Caminos, Canales y Puertos, Colección Escuelas, capítulo 1, pp. 33-37, ISBN: 8448139135
- [129] P.D. Evans, P. R. Close, “Harmonic Distortion in PWM inverter output waveforms”, IEEE Proceedings on Electric Power Applications,, vol. 134, N°. 4, Julio 1987, ISSN: 0143-7038



# 4

## Reducción de la DAT en Baja Frecuencia



Estación de Delicias (actual Museo del Ferrocarril), Madrid



Universidad  
Carlos III de Madrid



<b>4</b>	<b>REDUCCIÓN DE LA DAT DE BAJA FRECUENCIA.....</b>	<b>167</b>
<b>4.1</b>	<b>Esquema eléctrico del sistema.....</b>	<b>169</b>
<b>4.2</b>	<b>Determinación de los patrones de disparo.....</b>	<b>173</b>
4.2.1	Determinación de la expresión analítica que define la tensión distorsionada objetivo en el punto medio de la rama A, $v_{A0}$ .....	173
4.2.1.1	Coeficientes de la serie de Fourier de $v_{A0}$ expresada en función de los instantes de disparo ( $\alpha_p$ ) .....	173
4.2.1.2	Determinación de los coeficientes de la serie de Fourier de la tensión objetivo, $A_{n_{vA0}}$ y $B_{n_{vA0}}$ .....	175
4.2.2	Planteamiento del sistema de ecuaciones trascendentes .....	180
4.2.3	Validación mediante simulación en Bucle Abierto de la técnica de cancelación de armónicos .....	183
4.2.3.1	Características de la fuente de alimentación auxiliar considerada .....	183
4.2.3.2	Resultados de simulación obtenidos para la técnica de cancelación de armónicos en bucle abierto .....	185
<b>4.3</b>	<b>Análisis de sensibilidad de la técnica de cancelación de armónicos frente a variaciones de los parámetros considerados para el cálculo.....</b>	<b>189</b>
4.3.1	Análisis de sensibilidad respecto a la variación de los parámetros que integran el filtro CA de salida .....	189
4.3.1.1	Influencia de la variación de la bobina de filtro, $L_F$ .....	191
4.3.1.2	Influencia de la resistencia serie de la bobina de filtro ( $R_{ecc}$ ) .....	193
4.3.1.3	Influencia de la variación del condensador de filtro, $C_F$ .....	198
4.3.1.4	Carga CA, potencia de salida de la fuente de alimentación ( $S_{CA}$ , $\cos\phi$ ) y grado de carga ( $\lambda$ ) .....	199
4.3.2	Influencia de la resistencia serie de la inductancia del filtro de salida del cargador de baterías, $R_{lcc}$ .....	201
<b>4.4</b>	<b>Espacio de soluciones factibles de la técnica de cancelación de armónicos.....</b>	<b>203</b>
4.4.1	Influencia de los parámetros de diseño sobre el espacio de soluciones .....	205
<b>4.5</b>	<b>Estructura de control del convertidor .....</b>	<b>209</b>
4.5.1	Construcción de la tabla de control .....	209
4.5.1.1	Determinación del paso de discretización de cada variable de la tabla de control .....	209
4.5.1.2	Obtención de los patrones de disparo e implementación de la tabla de control .....	215
4.5.2	Esquema de control .....	217
4.5.2.1	Lazo de realimentación (feedback) .....	218
<b>4.6</b>	<b>Validación experimental.....</b>	<b>226</b>
4.6.1	Descripción del prototipo y rangos de operación escalados.....	226

4.6.1.1	Descripción de la etapa de potencia del prototipo y rangos de operación.....	226
4.6.1.2	Descripción de la generación de las señales de disparo, identificación del patrón necesario y procedimiento de cambio de patrón .....	229
4.6.2	Resultados experimentales .....	237
4.6.2.1	Comparación entre la técnica de cancelación de armónicos y la técnica de eliminación de armónicos .....	238
4.6.2.2	Comportamiento en condiciones de vacío en la salida CA.....	242
4.6.2.3	Respuesta del sistema ante escalones de las variables principales .....	243
4.6.2.4	Estimación de parámetros .....	247
<b>4.7</b>	<b>Herramienta CAD para la automatización del diseño del convertidor cuando se utiliza la técnica de cancelación de armónicos .....</b>	<b>251</b>
4.7.1	Datos de entrada.....	251
4.7.2	Datos de salida .....	253
<b>4.8</b>	<b>Evaluación de la implementación PWM de la técnica de cancelación de armónicos.....</b>	<b>257</b>
4.8.1	Construcción de la señal moduladora .....	258
4.8.2	Frecuencia de conmutación .....	264
4.8.3	Comparación de los resultados de simulación obtenidos con la implementación analítica y PWM de la técnica de cancelación de armónicos.....	266
4.8.4	Características de la implementación PWM. Ventajas e inconvenientes potenciales.....	268
<b>4.9</b>	<b>Conclusiones .....</b>	<b>271</b>
4.9.1	Técnica de cancelación de armónicos basada en el cálculo analítico de los patrones de disparo .....	271
4.9.1.1	Aportación de la técnica de modulación a la reducción de la DAT de baja frecuencia.....	272
4.9.1.2	Espacio de soluciones factibles de la técnica de cancelación de armónicos.....	272
4.9.1.3	Análisis de sensibilidad ante variaciones de los parámetros considerados en el cálculo del patrón.....	273
4.9.1.4	Estructura de control.....	276
4.9.1.5	Validación experimental.....	277
4.9.2	Evaluación de la implementación PWM de la técnica de cancelación de armónicos .....	278
	<b>Referencias .....</b>	<b>281</b>

## 4 Reducción de la DAT de Baja Frecuencia

Tras la valoración de las estrategias de reducción de la DAT en baja frecuencia publicadas en la literatura que se ha realizado en el capítulo 2, en esta tesis se propone reducir la DAT presente en la tensión de salida de una fuente de alimentación de servicios auxiliares de ferrocarril, que alimenta una carga lineal y otra no lineal, a través de la modulación del inversor. La técnica de modulación propuesta se basa en la obtención del patrón de disparo, de forma que la tensión de salida del inversor presente un contenido armónico capaz de cancelar los armónicos de baja frecuencia debidos a la operación de una carga no lineal concentrada y bien conocida.

A lo largo de este capítulo se desarrolla la técnica de modulación propuesta. Para ello se comienza con una breve descripción del problema y a continuación se aborda el desarrollo del procedimiento matemático necesario para la determinación de los patrones de disparo. Una vez establecido el método de obtención de los patrones de disparo del inversor, se lleva a cabo un análisis de sensibilidad con objeto de establecer la influencia de la variación de distintos parámetros respecto a los considerados en el cálculo de los patrones de disparo, utilizando la DAT de la tensión de salida como figura de mérito. A continuación se valora el espacio de existencia de solución y se describe el esquema de control del convertidor.

Desde el punto de vista de la validación experimental se describe el prototipo utilizado para la validación y se proporcionan y analizan los resultados obtenidos. Por último, se incluye una breve descripción de una herramienta CAD desarrollada para facilitar el cálculo de los patrones de disparo en convertidores reales.

Finalmente se evalúa la posibilidad de implementar el concepto de cancelación de armónicos propuesto mediante técnicas PWM, basadas en la comparación de una señal portadora y una señal moduladora.



### 4.1 Esquema eléctrico del sistema

Como se ha descrito en el capítulo 1, el sistema considerado es una fuente de alimentación para servicios auxiliares de ferrocarril, siendo las dos configuraciones más características las representadas en la Tabla 1-VI. La primera de ellas proporciona únicamente una tensión de salida CA trifásica para alimentación de servicios auxiliares tales como ventiladores de los convertidores de tracción, compresores de aire acondicionado, etc., mientras que la segunda configuración proporciona tanto una tensión de salida CA trifásica como una salida CC adicional destinada a cargar un conjunto de baterías de *back-up*, cuyo diagrama de bloques es el de la Figura 4.1.

En este caso, la fuente más significativa de distorsión armónica de la tensión de salida son los armónicos de baja frecuencia debidos a la corriente demandada por el cargador de baterías, cuyo comportamiento es no lineal.

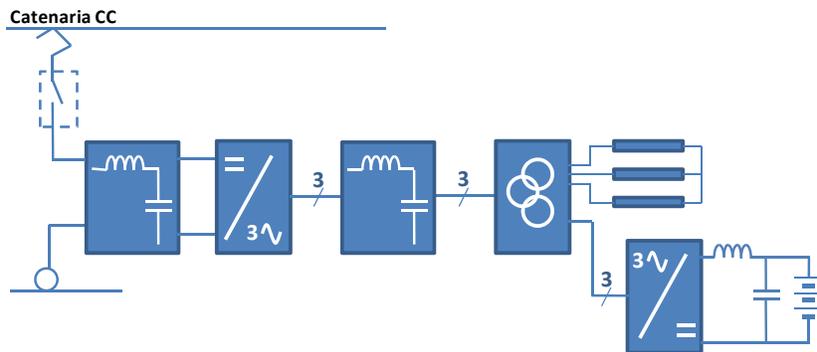


Figura 4.1 Convertidor auxiliar con salida CA trifásica y salida CC para carga de baterías. Conexión del cargador de baterías a un secundario del transformador.

El esquema eléctrico completo correspondiente a la arquitectura de la fuente de alimentación de servicios auxiliares de la Figura 4.1, considerada en este capítulo, se incluye en la Figura 4.2.

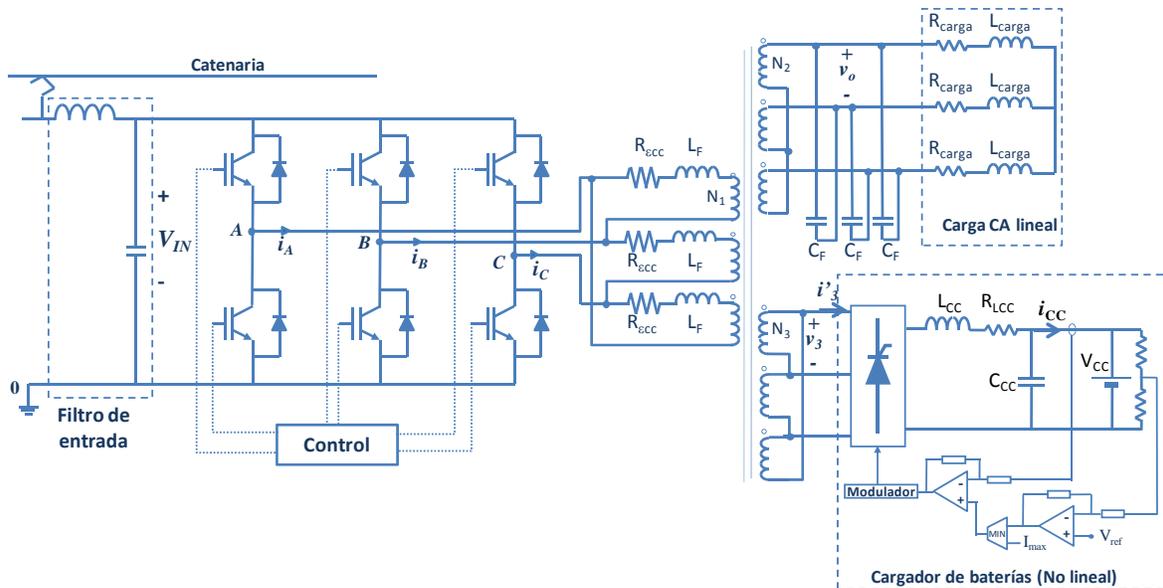


Figura 4.2 Esquema eléctrico de una fuente de alimentación de servicios auxiliares con bus CA trifásico de salida y con salida CC que actúa como cargador de baterías.

Debido a la típica conexión en triángulo del primario del transformador, se ha considerado el equivalente monofásico de línea de la fuente de alimentación de la Figura 4.3, donde se observa que el filtro CA está formado por la inductancia  $L_F$  y el condensador  $C_F$  en paralelo con la carga CA, cuya tensión de salida ( $v_o$ ) alimenta los servicios auxiliares (modelados como una carga lineal mediante  $R_{carga}$  y  $L_{carga}$ ) y el cargador de baterías modelado mediante una fuente de corriente ( $i_3$ )<sup>1</sup>.

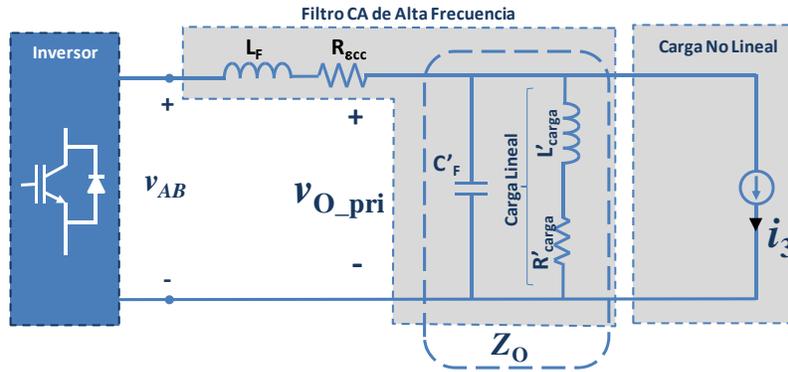


Figura 4.3 Equivalente monofásico para la tensión de línea referido al primario del convertidor auxiliar con salida CA trifásica que alimenta los servicios auxiliares (carga lineal) y un cargador de baterías (carga no lineal).

Atendiendo únicamente a los armónicos de baja frecuencia debidos a la carga no lineal, y despreciando los armónicos de alta frecuencia debidos a la modulación, en la Figura 4.4 se ilustra la influencia de la corriente demandada por la carga no lineal sobre la DAT de la tensión de salida. Se observa que si el inversor genera una tensión sinusoidal ( $v_{AB}$ ), los armónicos de corriente demandados por la carga no lineal circulan por las impedancias del sistema y provocan la aparición de tensiones armónicas de baja frecuencia en la bobina de filtro ( $v_F$ ), que distorsionan la tensión de salida de la fuente de alimentación ( $v_{o\_pri}$ ).

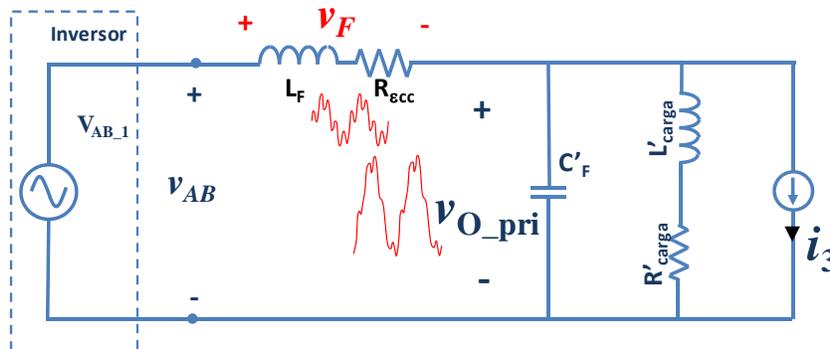


Figura 4.4 Equivalente monofásico para la tensión de línea del convertidor auxiliar. Descripción cualitativa del efecto sobre la DAT de la tensión de salida cuando el inversor alimenta una carga lineal y otra no lineal, atendiendo únicamente a los armónicos de baja frecuencia.

<sup>1</sup>  $i_3$  corresponde a la corriente demandada por el cargador de baterías conectado al terciario ( $i'_3$ ), referida al primario del transformador.

La solución propuesta que se desarrolla a lo largo de este capítulo, se basa en pre-distorsionar la tensión de salida del inversor a través de su modulación, de forma que se genere un primer armónico controlado ( $v_{AB\_1}$ ) y un conjunto de armónicos de baja frecuencia ( $v_F$ ) capaces de cancelar los armónicos de baja frecuencia presentes en la bobina de filtro ( $v_F$ ). De esta forma, es posible proporcionar una tensión de salida filtrada ( $v_{o\_pri}$ ) con baja DAT, como se representa en la Figura 4.5.

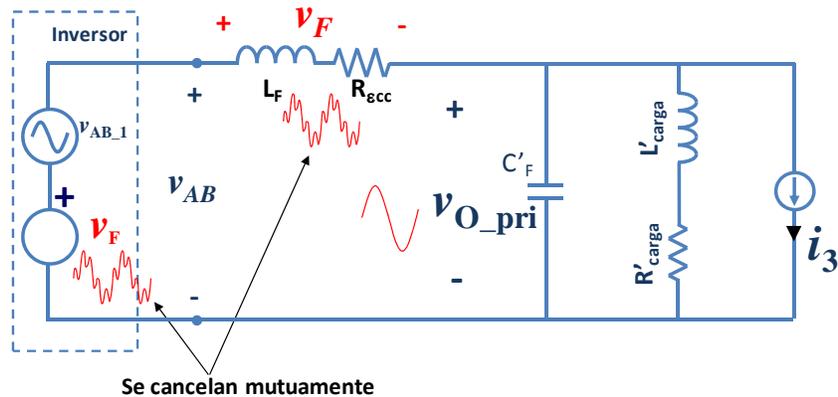


Figura 4.5 Equivalente monofásico para la tensión de línea del convertidor auxiliar. Descripción cualitativa de la técnica de modulación propuesta para reducir la DAT de baja frecuencia de la tensión de salida.

La pre-distorsión de la tensión de salida del inversor se lleva a cabo a través de la modulación del inversor, y dado que la forma habitual de control de estos convertidores es mediante una tabla de control, la determinación de los instantes de disparo se realiza *offline*. A lo largo de los siguientes apartados se desarrolla el fundamento matemático necesario para calcular *offline* dichos patrones de disparo.



## 4.2 Determinación de los patrones de disparo

La pre-distorsión de la tensión de salida del inversor a través de la modulación se basa en que la tensión del punto medio de una rama reproduce el patrón de disparo aplicado al interruptor superior de esa rama. Por tanto, si se identifica la forma de onda distorsionada deseada en el punto medio de una rama del inversor, por ejemplo  $v_{A0}$  en la Figura 4.2, se deduce de forma inmediata la tensión de disparo del interruptor superior de esa rama y, por lo tanto, los ángulos de disparo necesarios.

A partir de esta tensión de disparo es posible deducir los disparos del resto de interruptores de forma sencilla:

- Las tensiones de disparo de los interruptores superiores de las ramas B y C corresponden con la de la rama A desfasadas  $240^\circ$  y  $120^\circ$ , respectivamente.
- En cuanto a los interruptores inferiores, basta con invertir las señales de disparo obtenidas para los interruptores superiores.

Por tanto, el primer paso para la implementación es necesariamente la definición de la tensión distorsionada objetivo en el punto medio de una de las ramas del inversor, formada por el primer armónico necesario para cumplir las especificaciones y los armónicos de baja frecuencia que constituyen la distorsión. El proceso de determinación de dicha tensión objetivo para el punto medio de la rama A se aborda en el apartado 4.2.1. Una vez completada esta etapa, la tensión objetivo en el punto A queda definida mediante un conjunto de ecuaciones que forman un sistema de ecuaciones trascendentes, y que debe ser resuelto para determinar los ángulos que forman el patrón de disparo, como se detalla en el apartado 4.2.2.

### 4.2.1 Determinación de la expresión analítica que define la tensión distorsionada objetivo en el punto medio de la rama A, $v_{A0}$

La determinación de la tensión objetivo en el punto A,  $v_{A0}$ , se ha dividido en dos etapas básicas:

- Definición de los coeficientes de la serie de Fourier de la tensión  $v_{A0}$ ,  $A_{n,v_{A0}}$  y  $B_{n,v_{A0}}$  como una función de los instantes de disparo ( $\alpha_p$ ).
- Obtención del valor objetivo que deben adoptar los coeficientes de la serie de Fourier de la tensión  $v_{A0}$  para cada armónico considerado.

#### 4.2.1.1 Coeficientes de la serie de Fourier de $v_{A0}$ expresada en función de los instantes de disparo ( $\alpha_p$ )

El objetivo principal de la técnica de modulación desarrollada es la obtención de una tensión de salida  $v_o$  libre de armónicos de baja frecuencia, mediante la pre-distorsión de la tensión de salida del inversor  $v_{A0}$ , de forma que se cancele el contenido armónico debido a la presencia de una carga no lineal bien conocida ( $v_F$ ).

La forma de onda de la tensión de salida del inversor,  $v_{A0}$ , se ilustra en la Figura 4.6. Con objeto de evitar la aparición de armónicos pares en el sistema, se debe garantizar que la tensión generada por el inversor ( $v_{A0}$ ) presenta simetría de media onda. Dicho eje de simetría de media onda de la tensión  $v_{A0}$  (ver Figura 4.6) se va a considerar el origen de fases respecto al cual se han de

definir todas las magnitudes del sistema.

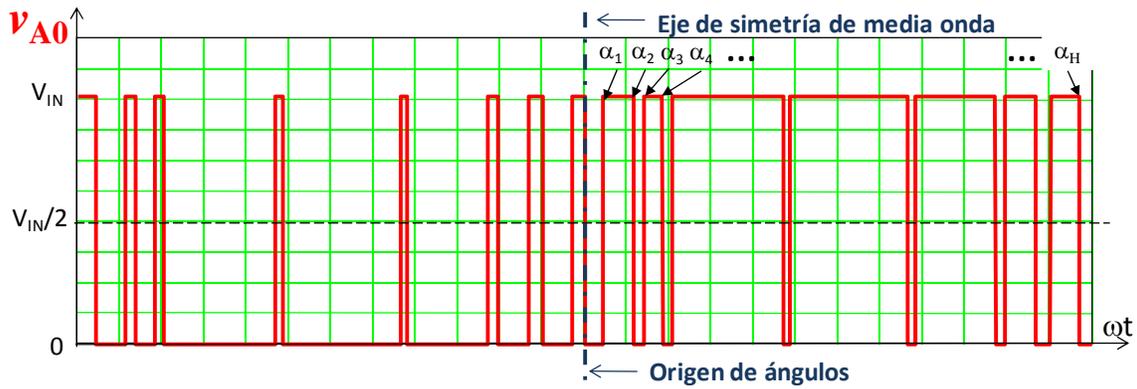


Figura 4.6 Tensión en el punto medio de la rama A de IGBTs del inversor ( $v_{A0}$ ) respecto a la referencia de su tensión de alimentación.

Respecto al origen de fases considerado, los armónicos de corriente demandados por el cargador de baterías se definen mediante módulo y argumento, como se describe en detalle en el anexo A, y por consiguiente los armónicos de tensión que provocan en la bobina de filtro presentan también módulo y fase. Por tanto, para conseguir una cancelación satisfactoria de los armónicos debidos a la corriente demandada por la carga no lineal ( $v_F$ ), es necesario controlar tanto el módulo como la fase de los armónicos de baja frecuencia generados en la salida del inversor ( $v_{A0}$ ).

Como consecuencia, la serie de Fourier que define la tensión objetivo en el punto medio de la rama A del inversor ( $v_{A0}$ ) debe garantizar la simetría de media onda para evitar la aparición de armónicos pares, y permitir el control tanto del módulo como de la fase de los distintos armónicos que la componen, lo que implica que su serie de Fourier estará formada por términos impares en seno y coseno. Los coeficientes de dicha serie de Fourier, referidos al origen de ángulos considerado y en función de los ángulos de disparo ( $\alpha_p$ ), son conocidos a priori y responden a las expresiones (4.1) y (4.2).

$$A_{n\_vA0} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{IN}}{2} \cdot \frac{1}{n} \sum_{p=1}^H (-1)^p \cdot \text{sen}(n \cdot \alpha_p) \quad (4.1)$$

$$B_{n\_vA0} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{IN}}{2} \cdot \frac{1}{n} \sum_{p=1}^H -1 + (-1)^{p-1} \cdot \text{cos}(n \cdot \alpha_p) \quad (4.2)$$

Donde:

- H      Número total de ángulos de disparo.
- $V_{IN}$     Tensión de alimentación del inversor.
- $\alpha_p$     Ángulos de disparo.
- n      Orden armónico.

Con objeto de determinar los ángulos de disparo apropiados ( $\alpha_p$ ), las expresiones en seno y coseno deben ser igualadas a los coeficientes de Fourier objetivo  $A_{n\_vA0}$  y  $B_{n\_vA0}$ . Cuyo proceso de determinación se describe en el siguiente apartado, 4.2.1.2.

#### 4.2.1.2 Determinación de los coeficientes de la serie de Fourier de la tensión objetivo, $A_{n\_VA0}$ y $B_{n\_VA0}$

Desde el punto de vista del filtro, la carga no lineal se comporta como una fuente de corriente que demanda un alto contenido de armónicos de baja frecuencia, como se ha representado en el equivalente monofásico de la Figura 4.3. Dado que el filtro es un elemento lineal, la determinación de la tensión de salida del filtro CA se obtiene mediante la aplicación del principio de superposición a cada uno de los dos generadores y a cada frecuencia armónica. En (4.3), se proporciona la expresión fasorial de la tensión de salida del filtro CA para el armónico n-ésimo.

$$\vec{v}_{o\_pri\_n} = \vec{v}_{AB\_n} \cdot G_F(jn \cdot \omega_1) - \vec{i}_{3\_n} \cdot G_F(jn \cdot \omega_1) \cdot X_F(jn \cdot \omega_1) \quad (4.3)$$

Donde:

$G_F(jn \cdot \omega_1) = \frac{Z_o(jn \cdot \omega_1)}{Z_o(jn \cdot \omega_1) + X_F(jn \cdot \omega_1)}$	Función de transferencia del filtro <sup>2</sup> .
$\vec{v}_{o\_pri\_n}$	Fasor de la tensión de línea de salida del conjunto inversor-filtro CA para el armónico n-ésimo referido al primario.
$\vec{v}_{AB\_n}$	Fasor de la tensión de línea de salida del inversor para el armónico n-ésimo.
$\vec{i}_{3\_n}$	Fasor de la corriente demandada por el cargador de baterías referida al primario del transformador para el armónico n-ésimo.
n	Orden armónico incluyendo el armónico fundamental.
$X_F(jn \cdot \omega_1)$	Impedancia formada por la inductancia del filtro CA ( $L_F$ ) y la resistencia serie ( $R_{ecc}$ ) para el armónico n-ésimo.
$Z_o(jn \cdot \omega_1)$	Impedancia formada por el condensador de filtro y la impedancia de la carga lineal referida al primario del transformador, para el armónico n-ésimo.
$\omega_1$	Frecuencia angular para el armónico fundamental.

Con objeto de particularizar la ecuación (4.3) para los distintos armónicos, es necesario tener en cuenta las siguientes consideraciones adicionales:

- ✓ Los armónicos de orden múltiplo de tres se cancelan de forma natural en las tensiones de línea, como consecuencia de la combinación de dos tensiones desfasadas entre sí 120°. Por consiguiente, no es necesario controlar los armónicos triples.
- ✓ El armónico fundamental es conocido, ya que el valor eficaz de la tensión de salida ( $V_{o\_ef}$ ) de la fuente auxiliar forma parte de las especificaciones proporcionadas por el fabricante del tren al fabricante del convertidor. Por tanto, si se particulariza la expresión (4.3) para el primer armónico, se obtiene la expresión en (4.4).

$$\vec{v}_{o\_pri\_1} = V_{o\_ef} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot e^{j\theta_1} = \vec{v}_{AB\_1} \cdot G_F(j \cdot \omega_1) - \vec{i}_{3\_1} \cdot G_F(j \cdot \omega_1) \cdot X_F(j \cdot \omega_1) \quad (4.4)$$

<sup>2</sup> El filtro puede ser un simple filtro LC, o bien una estructura más compleja, por ejemplo si la carga CA no es resistiva pura sino que presenta  $\cos\phi \neq 1$ , que es la estructura más típica. En este caso, la función de transferencia comprende tanto el filtro LC como la carga conectada en su salida.

Donde:

$\vec{v}_{AB\_n}$	Fasor de la tensión de línea de salida del inversor para el armónico n-ésimo.
$\vec{i}_{3\_n}$	Fasor de la corriente demandada por el cargador de baterías referida al primario del transformador para el armónico n-ésimo.
$n$	Orden armónico incluyendo el armónico fundamental.
$V_{o\_ef}$	Tensión eficaz de línea en la salida del inversor para el primer armónico en el secundario.
$\theta_1$	Desfase del primer armónico de la tensión de línea de salida referida al primario ( $v_o$ ) y al origen de fases ( $v_{A0}$ ).
$X_F(jn\omega_1)$	Impedancia de la inductancia del filtro CA ( $L_F$ ) y su resistencia serie ( $R_{ecc}$ ) para el armónico n-ésimo.
$G_F(jn\omega_1)$	Función de transferencia del filtro CA para el armónico n-ésimo.

- ✓ Dado que el objetivo es obtener una tensión de salida  $v_o$  sin contenido armónico de baja frecuencia, se debe cumplir que la tensión de salida sea nula para todos los armónicos impares excepto el primero y los triples. Por tanto, aplicando esta consideración sobre (4.3) se obtiene la expresión a satisfacer por todos los armónicos que se desea cancelar y que se incluye en (4.5).

$$0 = \vec{v}_{AB\_h} - \vec{i}_{3\_h} \cdot X_F(jh\omega_1) \quad (4.5)$$

Donde:

$\vec{v}_{AB\_h}$	Fasor de la tensión de línea de salida del inversor para el armónico h-ésimo.
$\vec{i}_{3\_h}$	Fasor de la corriente demandada por el cargador de baterías referida al primario del transformador para el armónico h-ésimo.
$h$	Orden armónico excluyendo el fundamental.
$X_F(jh\omega_1)$	Impedancia de la inductancia del filtro CA ( $L_F$ ) y su resistencia serie ( $R_{ecc}$ ) para el armónico h-ésimo.

Por tanto, las expresiones (4.4) y (4.5) constituyen las expresiones fundamentales que describen el funcionamiento del sistema. Sobre ellas se observa que la tensión pre-distorsionada de línea en la salida del inversor ( $v_{AB}$ ) es función de las especificaciones ( $V_{o\_ef}$ ), de los parámetros físicos del sistema ( $G_F$ ,  $X_F$ ) y de la corriente demandada por la carga no lineal ( $i_3$ ). Entre todas estas variables la única desconocida es la corriente demandada por la carga no lineal. Por tanto, es necesario caracterizar la corriente demandada por la carga no lineal ( $i_3$ ) mediante los coeficientes de su serie de Fourier  $A_{n\_i3}$  y  $B_{n\_i3}$ .

Sin embargo, a efectos de la técnica de modulación propuesta, es indiferente la carga no lineal que demande la corriente  $i_3$ , siempre que dicha corriente se pueda caracterizar mediante los coeficientes de su serie de Fourier ( $A_{n\_i3}$ ,  $B_{n\_i3}$ ). En el caso de la fuente de alimentación auxiliar considerada, la carga no lineal corresponde a un cargador de baterías implementado mediante un rectificador trifásico controlado, cuya corriente ha sido caracterizada como se detalla en el Anexo A.

Una vez conocidos los coeficientes de la serie de Fourier que describe la corriente demandada por la carga no lineal, se pueden determinar los coeficientes de la serie de Fourier de la tensión pre-distorsionada objetivo ( $v_{A0}$ ) a partir de las ecuaciones (4.4) y (4.5).

### Coeficientes de la serie de Fourier del armónico fundamental de $v_{A0}$

En primer lugar se procede a la determinación de los coeficientes de Fourier correspondientes al armónico fundamental de la tensión  $v_{A0}$  objetivo, que se obtienen a partir del desarrollo de la expresión (4.4) que representa el fasor de la tensión de salida para el armónico fundamental. Gráficamente, dicha expresión se representa en el diagrama fasorial de la Figura 4.7, considerando como origen de fases la tensión en el punto medio de la rama A del inversor ( $v_{A0}$ ).

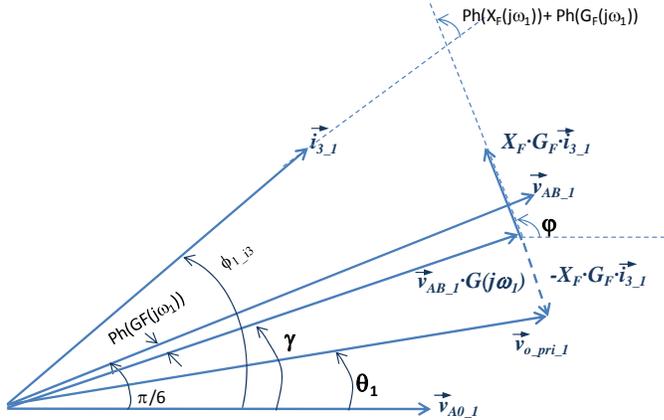


Figura 4.7 Diagrama fasorial correspondiente a la expresión (4.4), que define la tensión de salida de la fuente de alimentación respecto al origen de fases ( $v_{A0}$ ), para el armónico fundamental, y vista en el primario del transformador.

El vector de la tensión de salida definido en (4.4) se puede reescribir como (4.6), y a su vez se puede descomponer en sus componentes ortogonales, dadas en (4.7) y (4.8). Donde las expresiones de los ángulos  $\varphi$  y  $\gamma$  son (4.9) y (4.10), respectivamente.

$$\bar{v}_{o\_pri\_1} = V_{o\_ef} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot e^{j\theta_1} = |\bar{v}_{AB\_1}| \cdot |G_F(j\omega_1)| \cdot e^{j\gamma} - |\bar{i}_{3\_1}| \cdot |G_F(j\omega_1)| \cdot |X_F(j\omega_1)| \cdot e^{j\varphi} \quad (4.6)$$

$$0 = -V_{o\_ef} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \cos(\theta_1) + \sqrt{3} \cdot |\bar{v}_{A0\_1}| \cdot |G_F(j\omega_1)| \cdot \cos(\gamma) - |\bar{i}_{3\_1}| \cdot |X_F(j\omega_1)| \cdot |G_F(\omega_1)| \cdot \cos(\varphi) \quad (4.7)$$

$$0 = -V_{o\_ef} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \text{sen}(\theta_1) + \sqrt{3} \cdot |\bar{v}_{A0\_1}| \cdot |G_F(j\omega_1)| \cdot \text{sen}(\gamma) - |\bar{i}_{3\_1}| \cdot |X_F(j\omega_1)| \cdot |G_F(\omega_1)| \cdot \text{sen}(\varphi) \quad (4.8)$$

Donde:

- $\bar{v}_{AB\_1}$  Fasor de la tensión de línea de salida del inversor para el armónico fundamental.
- $\bar{v}_{A0\_1}$  Fasor de la tensión de salida del inversor en el punto medio de la rama A respecto a la referencia de la tensión de alimentación del inversor, para el armónico fundamental.
- $\bar{i}_{3\_1}$  Fasor de la corriente demandada por el cargador de baterías referida al primario del transformador para el armónico fundamental.
- $X_F(j\omega_1)$  Impedancia de la inductancia del filtro CA ( $L_F$ ) y su resistencia serie ( $R_{ecc}$ ) para el armónico fundamental.
- $G_F(j\omega_1)$  Función de transferencia del filtro CA para el armónico fundamental.

$$\varphi = Ph(X_F(j\omega_1)) + Ph(G_F(j\omega_1)) + \phi_{1-i3} = Ph(X_F(j\omega_1)) + Ph(G_F(j\omega_1)) + \phi_{1-i3} + \frac{\pi}{6} + \theta_1 \quad (4.9)$$

$$\gamma = \frac{\pi}{6} + Ph(G_F(j\omega_1)) \quad (4.10)$$

Donde:

$Ph(G_F(j\omega_1))$	Fase del filtro a la frecuencia fundamental. (Conocida)
$Ph(X_F(j\omega_1))$	Fase de la impedancia formada por la bobina de filtro ( $L_F$ ) en serie con la resistencia $R_{ecc}$ a la frecuencia fundamental. (Conocida)
$\phi_{1-i3}$	Desfase de la corriente demandada por la carga no lineal vista en el primario y referida al origen de fases común, $v_{A0}$ , para el armónico fundamental (Ver Anexo A). (Función de $\theta_1$ ).
$\phi_{1-i'3}$	Desfase de la corriente demandada por la carga no lineal en el terciario referida a la tensión de línea de alimentación del rectificador ( $v_{RS3}$ ), para el armónico fundamental (Ver anexo A). Conocida.
$\theta_1$	Desfase de la tensión de línea de salida vista en el primario ( $v_{o\_pri}$ ) respecto al origen de fases ( $v_{A0}$ ) para el armónico fundamental. Desconocida.
$\varphi$	Desfase de la tensión en la bobina de filtro debida a la corriente demandada por la carga no lineal referida al primario ( $i_3$ ) respecto al origen de fases ( $v_{A0}$ ) para el armónico fundamental. Función de $\theta_1$ .
$\gamma$	Desfase de la tensión de línea en el terciario ( $v_{RS3}$ ) respecto al origen de fases ( $v_{A0}$ ) para el armónico fundamental. Conocida.

Sustituyendo las relaciones entre fases dadas por (4.9) y (4.10) en las expresiones (4.7) y (4.8) se obtiene un sistema de dos ecuaciones con dos incógnitas, cuya resolución permite obtener el módulo del armónico fundamental ( $|v_{A0-1}|$ ) y el ángulo  $\theta_1$ . Dado que dicho sistema no tiene solución analítica sencilla, la resolución se ha llevado a cabo numéricamente, mediante el algoritmo “Given-Find” del programa MathCAD®. La resolución del sistema de ecuaciones mediante dicho algoritmo se ilustra en la Figura 4.8.

Given

$$0 = -V_o \cdot \cos(\theta) + \sqrt{3} \cdot V_A \cdot |G(\text{fred})| \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6} + Ph\_G(\text{fred})\right) - \text{Mod\_I3\_1} \cdot X_{cc}(\text{fred}) \cdot |G(\text{fred})| \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} + Ph\_G(\text{fred}) + Ph\_I3\_1(\theta)\right)$$

$$0 = -V_o \cdot \sin(\theta) + \sqrt{3} \cdot V_A \cdot |G(\text{fred})| \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6} + Ph\_G(\text{fred})\right) - \text{Mod\_I3\_1} \cdot X_{cc}(\text{fred}) \cdot |G(\text{fred})| \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} + Ph\_G(\text{fred}) + Ph\_I3\_1(\theta)\right)$$

vec := Find( $\theta$ , VA)      vec =  $\begin{pmatrix} 0.322 \\ 557.908 \end{pmatrix}$

Figura 4.8 Resolución de un sistema de dos ecuaciones con dos incógnitas con el algoritmo “Given-Find” de MarhCAD®.

Una vez determinado el módulo del armónico fundamental de la tensión  $v_{A0}$ , y dado que el origen de fases se ha establecido en el eje de simetría de media onda de la tensión  $v_{A0}$ , los coeficientes de su serie de Fourier para el primer armónico se definen según (4.11) y (4.12).

$$A_{1\_vA0} = 0 \quad (4.11)$$

$$B_{1\_vA0} = \left| \vec{v}_{A0-1} \right| \quad (4.12)$$

### *Coefficientes de la serie de Fourier de $v_{A0}$ para los armónicos impares de orden mayor que el fundamental*

Una vez obtenidos los coeficientes de la serie de Fourier que define el armónico fundamental que debe generar el inversor en su salida, se va a proceder al cálculo de los coeficientes de la serie de Fourier del resto de armónicos impares considerados para la cancelación. Para ello, se determinan los coeficientes de la serie de Fourier de la tensión de línea en la salida del inversor ( $A_{h\_vAB}$  y  $B_{h\_vAB}$ ) dados en (4.13) y (4.14) a partir de la ecuación (4.5).

$$A_{h\_vAB} = \left| \vec{i}_{3\_h} \right| \left| X_F(j \cdot h \cdot \omega_1) \right| \cdot \text{sen}(\phi_{h\_i3} + Ph(X_F(jh\omega_1))) \quad (4.13)$$

$$B_{h\_vAB} = \left| \vec{i}_{3\_h} \right| \left| X_F(j \cdot h \cdot \omega_1) \right| \cdot \text{cos}(\phi_{h\_i3} + Ph(X_F(jh\omega_1))) \quad (4.14)$$

Donde:

$\vec{i}_{3\_h}$  Corriente demandada por el cargador de baterías referida al primario del transformador para el armónico h-ésimo.

$Ph(X_F(jh\omega_1))$  Fase de la impedancia formada por la bobina de filtro ( $L_F$ ) en serie con la resistencia  $R_{ecc}$  a la frecuencia fundamental para el armónico h-ésimo.

$\phi_{h\_i3}$  Desfase de la corriente demandada por la carga no lineal vista en el primario y referida al origen de fases común,  $v_{A0}$ , (Ver Anexo A) para el armónico h-ésimo.

$h$  Orden armónico excluyendo el fundamental.

Una vez definida la tensión de línea mediante los coeficientes de su serie de Fourier, la determinación de los coeficientes correspondientes a la serie de Fourier de la tensión de salida del inversor  $v_{A0}$  se obtienen a partir de la manipulación algebraica de la relación de tensiones dada en (4.15).

$$\vec{v}_{AB} = \vec{v}_{A0} - \vec{v}_{B0} = \left| \vec{v}_{A0} \right| e^{j0} - \left| \vec{v}_{A0} \right| e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (4.15)$$

Cuyas expresiones matemáticas son las incluidas en (4.16), (4.17), (4.18) y (4.19).

$$A_{h\_vA0}(h) = \frac{-q(h) \cdot \left( \text{sen}\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \right) + 2 \cdot p(h) \cdot \left( \text{sen}\left(h \cdot \frac{\pi}{3}\right) \right)^2}{\left( -1 + \cos\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \right)^2 + \left( \text{sen}\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \right)^2} \quad (4.16)$$

$$B_{h\_vA0}(h) = \frac{p(h) \cdot \left( \text{sen}\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \right) + 2 \cdot q(h) \cdot \left( \text{sen}\left(h \cdot \frac{\pi}{3}\right) \right)^2}{\left( -1 + \cos\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \right)^2 + \left( \text{sen}\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \right)^2} \quad (4.17)$$

Donde:

$$p(h) = \left| \vec{i}_{3\_h} \right| \left| X_F(jh \cdot \omega_1) \right| \cdot \text{sen}(\phi_{h\_i3} + Ph(X_F(jh\omega_1))) \quad (4.18)$$

$$q(h) = \left| \vec{i}_{3\_h} \right| \left| X_F(jh \cdot \omega_1) \right| \cdot \text{cos}(\phi_{h\_i3} + Ph(X_F(jh\omega_1))) \quad (4.19)$$

En conclusión, la tensión pre-distorsionada  $v_{A0}$  necesaria para llevar a cabo la cancelación ha quedado definida mediante los coeficientes de su serie de Fourier definidos en (4.11), (4.12), (4.16)

y (4.17), y que se encuentran resumidos en la Tabla 4-I.

Tabla 4-I Coeficientes de la serie de Fourier de la tensión pre-distorsionada objetivo en el punto medio de la rama A del inversor respecto a la referencia de la alimentación,  $v_{A0}$ .

	$n = 1$	$n > 1$
$A_{n\_vA0}$	$A_{1\_vA0} = 0$	$A_{h\_vA0}(h) = \frac{-q(h) \cdot \left( \text{sen} \left( h \cdot \frac{2\pi}{3} \right) \right) + 2 \cdot p(h) \cdot \left( \text{sen} \left( h \cdot \frac{\pi}{3} \right) \right)^2}{\left( -1 + \cos \left( h \cdot \frac{2\pi}{3} \right) \right)^2 + \left( \text{sen} \left( h \cdot \frac{2\pi}{3} \right) \right)^2}$ $p(h) = \left  \vec{i}_{3\_h} \right  \cdot \left  X_F(jh \cdot \omega_1) \right  \cdot \text{sen}(\phi_{h\_i3} + Ph(X_F(jh \omega_1)))$ $q(h) = \left  \vec{i}_{3\_h} \right  \cdot \left  X_F(jh \cdot \omega_1) \right  \cdot \cos(\phi_{h\_i3} + Ph(X_F(jh \omega_1)))$
$B_{n\_vA0}$	$B_{1\_vA0} = \left  \vec{v}_{A0\_1} \right $	$B_{h\_vA0}(h) = \frac{p(h) \cdot \left( \text{sen} \left( h \cdot \frac{2\pi}{3} \right) \right) + 2 \cdot q(h) \cdot \left( \text{sen} \left( h \cdot \frac{\pi}{3} \right) \right)^2}{\left( -1 + \cos \left( h \cdot \frac{2\pi}{3} \right) \right)^2 + \left( \text{sen} \left( h \cdot \frac{2\pi}{3} \right) \right)^2}$ $p(h) = \left  \vec{i}_{3\_h} \right  \cdot \left  X_F(jh \cdot \omega_1) \right  \cdot \text{sen}(\phi_{h\_i3} + Ph(X_F(jh \omega_1)))$ $q(h) = \left  \vec{i}_{3\_h} \right  \cdot \left  X_F(jh \cdot \omega_1) \right  \cdot \cos(\phi_{h\_i3} + Ph(X_F(jh \omega_1)))$

#### 4.2.2 Planteamiento del sistema de ecuaciones trascendentes

Una vez caracterizada la tensión pre-distorsionada objetivo en la salida del inversor mediante los coeficientes de la serie de Fourier resumidos en la Tabla 4-I, se pueden sustituir en la expresión de los coeficientes de la serie de Fourier que define la tensión en la salida del inversor como una función de los instantes de disparo (4.1) y (4.2), dando lugar a las ecuaciones (4.20) y (4.21). Cada armónico controlado requiere estas dos ecuaciones para definirlo, dado que se requiere control tanto sobre el módulo como sobre la fase de cada componente armónica considerada.

Particularizando estas ecuaciones para cada armónico a controlar se establece un sistema de ecuaciones trascendentes, cuya resolución proporciona los instantes de disparo necesarios para pre-distorsionar la tensión de salida del inversor y llevar a cabo la cancelación de armónicos.

$$\sum_{p=1}^H (-1)^p \cdot \text{sen}(n \cdot \alpha_p) = \frac{A_{n\_vA0} \cdot n \cdot \pi}{2 \cdot V_{IN}} \quad (4.20)$$

$$\sum_{p=1}^H 1 - (-1)^{p-1} \cdot \cos(n \cdot \alpha_p) = \frac{-B_{n\_vA0} \cdot n \cdot \pi}{2 \cdot V_{IN}} \quad (4.21)$$

La resolución del sistema de ecuaciones resultante, únicamente se puede llevar a cabo mediante la utilización de métodos numéricos, ya que se trata de un sistema de ecuaciones trascendente. En el caso de esta tesis doctoral, la resolución del sistema se ha llevado a cabo mediante la función “Given-Find” del programa MathCAD<sup>®</sup>, que se basa en el algoritmo de optimización conocido como cuasi-Newton.

El tamaño del sistema de ecuaciones, el número de armónicos a controlar y el número de ángulos de disparo necesario están relacionados entre sí. Por ejemplo, para controlar 7 armónicos en

la salida del inversor (1°, 5°, 7°, 11°, 13°, 17° y 19°) son necesarias 14 ecuaciones y por tanto se determinarán 14 ángulos de disparo ( $\alpha_p$ ) mediante la resolución del sistema de ecuaciones. En la Figura 4.9 se muestra el sistema de ecuaciones resultante, y se ilustra la sintaxis de la función “Given-Find” de MathCAD® mediante la cual se lleva a cabo la resolución de dicho sistema de ecuaciones.

$$mb1 := \frac{-Bn\_Va\_1}{\left(\frac{4 \cdot Vin}{\pi \cdot 2}\right)}$$

$$mb5 := \frac{-Bn\_Va\_5}{\left(\frac{4 \cdot Vin}{\pi \cdot 2 \cdot 5}\right)}$$

$$mb7 := \frac{-Bn\_Va\_7}{\left(\frac{4 \cdot Vin}{\pi \cdot 2 \cdot 7}\right)}$$

$$mb11 := \frac{-Bn\_Va\_11}{\left(\frac{4 \cdot Vin}{\pi \cdot 2 \cdot 11}\right)}$$

$$mb13 := \frac{-Bn\_Va\_13}{\left(\frac{4 \cdot Vin}{\pi \cdot 2 \cdot 13}\right)}$$

$$mb17 := \frac{-Bn\_Va\_17}{\left(\frac{4 \cdot Vin}{\pi \cdot 2 \cdot 17}\right)}$$

$$mb19 := \frac{-Bn\_Va\_19}{\left(\frac{4 \cdot Vin}{\pi \cdot 2 \cdot 19}\right)}$$

$$ma1 := \frac{An\_Va\_1}{\left(\frac{4 \cdot Vin}{\pi \cdot 2}\right)}$$

$$ma5 := \frac{An\_Va\_5}{\left(\frac{4 \cdot Vin}{\pi \cdot 2 \cdot 5}\right)}$$

$$ma7 := \frac{An\_Va\_7}{\left(\frac{4 \cdot Vin}{\pi \cdot 2 \cdot 7}\right)}$$

$$ma11 := \frac{An\_Va\_11}{\left(\frac{4 \cdot Vin}{\pi \cdot 2 \cdot 11}\right)}$$

$$ma13 := \frac{An\_Va\_13}{\left(\frac{4 \cdot Vin}{\pi \cdot 2 \cdot 13}\right)}$$

$$ma17 := \frac{An\_Va\_17}{\left(\frac{4 \cdot Vin}{\pi \cdot 2 \cdot 17}\right)}$$

$$ma19 := \frac{An\_Va\_19}{\left(\frac{4 \cdot Vin}{\pi \cdot 2 \cdot 19}\right)}$$

**Solución inicial**

$\alpha T := (0.057 \ 0.285 \ 0.448 \ 0.563 \ 0.701 \ 1.106 \ 1.241 \ 1.882 \ 2.018 \ 2.418 \ 2.562 \ 2.678 \ 2.837 \ 3.08) \quad \omega_T := \alpha T^T$

$a1 := \alpha_0 \quad a2 := \alpha_1 \quad a3 := \alpha_2 \quad a4 := \alpha_3 \quad a5 := \alpha_4 \quad a6 := \alpha_5 \quad a7 := \alpha_6$   
 $a8 := \alpha_7 \quad a9 := \alpha_8 \quad a10 := \alpha_9 \quad a11 := \alpha_{10} \quad a12 := \alpha_{11} \quad a13 := \alpha_{12} \quad a14 := \alpha_{13}$

**Sistema de ecuaciones**

Given

$1 - \cos(a1) + \cos(a2) - \cos(a3) + \cos(a4) - \cos(a5) + \cos(a6) - \cos(a7) + \cos(a8) - \cos(a9) + \cos(a10) - \cos(a11) + \cos(a12) - \cos(a13) + \cos(a14) = mb1$   
 $0 - \sin(a1) + \sin(a2) - \sin(a3) + \sin(a4) - \sin(a5) + \sin(a6) - \sin(a7) + \sin(a8) - \sin(a9) + \sin(a10) - \sin(a11) + \sin(a12) - \sin(a13) + \sin(a14) = ma1$   
 $1 - \cos(5a1) + \cos(5a2) - \cos(5a3) + \cos(5a4) - \cos(5a5) + \cos(5a6) - \cos(5a7) + \cos(5a8) - \cos(5a9) + \cos(5a10) - \cos(5a11) + \cos(5a12) - \cos(5a13) + \cos(5a14) = mb5$   
 $0 - \sin(5a1) + \sin(5a2) - \sin(5a3) + \sin(5a4) - \sin(5a5) + \sin(5a6) - \sin(5a7) + \sin(5a8) - \sin(5a9) + \sin(5a10) - \sin(5a11) + \sin(5a12) - \sin(5a13) + \sin(5a14) = ma5$   
 $1 - \cos(7a1) + \cos(7a2) - \cos(7a3) + \cos(7a4) - \cos(7a5) + \cos(7a6) - \cos(7a7) + \cos(7a8) - \cos(7a9) + \cos(7a10) - \cos(7a11) + \cos(7a12) - \cos(7a13) + \cos(7a14) = mb7$   
 $0 - \sin(7a1) + \sin(7a2) - \sin(7a3) + \sin(7a4) - \sin(7a5) + \sin(7a6) - \sin(7a7) + \sin(7a8) - \sin(7a9) + \sin(7a10) - \sin(7a11) + \sin(7a12) - \sin(7a13) + \sin(7a14) = ma7$   
 $1 - \cos(11a1) + \cos(11a2) - \cos(11a3) + \cos(11a4) - \cos(11a5) + \cos(11a6) - \cos(11a7) + \cos(11a8) - \cos(11a9) + \cos(11a10) - \cos(11a11) + \cos(11a12) - \cos(11a13) + \cos(11a14) = mb11$   
 $0 - \sin(11a1) + \sin(11a2) - \sin(11a3) + \sin(11a4) - \sin(11a5) + \sin(11a6) - \sin(11a7) + \sin(11a8) - \sin(11a9) + \sin(11a10) - \sin(11a11) + \sin(11a12) - \sin(11a13) + \sin(11a14) = ma11$   
 $1 - \cos(13a1) + \cos(13a2) - \cos(13a3) + \cos(13a4) - \cos(13a5) + \cos(13a6) - \cos(13a7) + \cos(13a8) - \cos(13a9) + \cos(13a10) - \cos(13a11) + \cos(13a12) - \cos(13a13) + \cos(13a14) = mb13$   
 $0 - \sin(13a1) + \sin(13a2) - \sin(13a3) + \sin(13a4) - \sin(13a5) + \sin(13a6) - \sin(13a7) + \sin(13a8) - \sin(13a9) + \sin(13a10) - \sin(13a11) + \sin(13a12) - \sin(13a13) + \sin(13a14) = ma13$   
 $1 - \cos(17a1) + \cos(17a2) - \cos(17a3) + \cos(17a4) - \cos(17a5) + \cos(17a6) - \cos(17a7) + \cos(17a8) - \cos(17a9) + \cos(17a10) - \cos(17a11) + \cos(17a12) - \cos(17a13) + \cos(17a14) = mb17$   
 $0 - \sin(17a1) + \sin(17a2) - \sin(17a3) + \sin(17a4) - \sin(17a5) + \sin(17a6) - \sin(17a7) + \sin(17a8) - \sin(17a9) + \sin(17a10) - \sin(17a11) + \sin(17a12) - \sin(17a13) + \sin(17a14) = ma17$   
 $1 - \cos(19a1) + \cos(19a2) - \cos(19a3) + \cos(19a4) - \cos(19a5) + \cos(19a6) - \cos(19a7) + \cos(19a8) - \cos(19a9) + \cos(19a10) - \cos(19a11) + \cos(19a12) - \cos(19a13) + \cos(19a14) = mb19$   
 $0 - \sin(19a1) + \sin(19a2) - \sin(19a3) + \sin(19a4) - \sin(19a5) + \sin(19a6) - \sin(19a7) + \sin(19a8) - \sin(19a9) + \sin(19a10) - \sin(19a11) + \sin(19a12) - \sin(19a13) + \sin(19a14) = ma19$

$a14 < \pi \quad a13 < a14 \quad a12 < a13 \quad a11 < a12 \quad a10 < a11 \quad a9 < a10 \quad a8 < a9 \quad a7 < a8 \quad a6 < a7 \quad a5 < a6 \quad a4 < a5 \quad a3 < a4 \quad a2 < a3 \quad a1 < a2 \quad 0 < a1$

**Solución del sistema**

vec := Find(a1, a2, a3, a4, a5, a6, a7, a8, a9, a10, a11, a12, a13, a14)

Figura 4.9 Sistema de ecuaciones para la determinación de los ángulos de disparo correspondientes a controlar 7 armónicos. Sintaxis del algoritmo de resolución numérica “Given-Find” de MathCAD®.

En términos de número de armónicos controlables y número de ángulos por semiperiodo, es equivalente a la técnica de Eliminación de Armónicos. Continuando con el ejemplo de 7 cortes, dicha equivalencia se ilustra en la Figura 4.10.

En el caso de la técnica de eliminación de armónicos de 7 cortes, únicamente es necesaria la determinación de 7 ángulos debido a la simetría de cuarto de onda que presenta la tensión  $v_{A0}$  y, por lo tanto, son necesarias 7 ecuaciones. Dado que únicamente es necesario controlar el módulo de cada armónico considerado, sólo es necesaria una ecuación por armónico y por consiguiente, con 7 cortes es posible controlar 7 armónicos. Por otro lado, en el caso de cancelación de armónicos la simetría de la tensión  $v_{A0}$  es de media onda, lo que implica la determinación de 14 ángulos y, por lo

tanto, son necesarias 14 ecuaciones. Para cada armónico son necesarias dos ecuaciones, con objeto de controlar tanto su módulo como su fase, y por consiguiente con 7 cortes se pueden controlar 7 armónicos.

En cuanto al número total de conmutaciones en un periodo fundamental, en ambos casos corresponde a 4 veces el número de cortes (N) más las dos conmutaciones fijas en 0° y 180°. Concretamente, para el caso de 7 cortes utilizado como ejemplo, en un periodo se producen 30 conmutaciones.

Como consecuencia, la técnica de cancelación de armónicos permite controlar el mismo número de armónicos que la técnica de eliminación de armónicos, con el mismo número de conmutaciones por periodo. La principal diferencia entre ellas se centra en que, dadas las diferentes simetrías que presenta la tensión  $v_{A0}$  en cada caso, el número de ángulos a determinar es el doble en cancelación que en eliminación. Por tanto, la nomenclatura en términos de número de cortes será utilizada también para la técnica de cancelación de armónicos propuesta en esta tesis.

Dado que el número de armónicos controlables es el mismo, el primer armónico no eliminado (PNE) tendrá el mismo orden armónico en ambos casos, aunque pueden diferir en amplitud.

Cabe destacar que la técnica de modulación propuesta es aplicable a cualquier número de cortes, siendo la principal limitación en este aspecto los tiempos de encendido ( $t_{on}$ ) y apagado ( $t_{off}$ ) de los interruptores, ya que al aumentar el número de cortes, los pulsos obtenidos son más estrechos, lo que puede llevar a situaciones de pérdidas de pulsos.

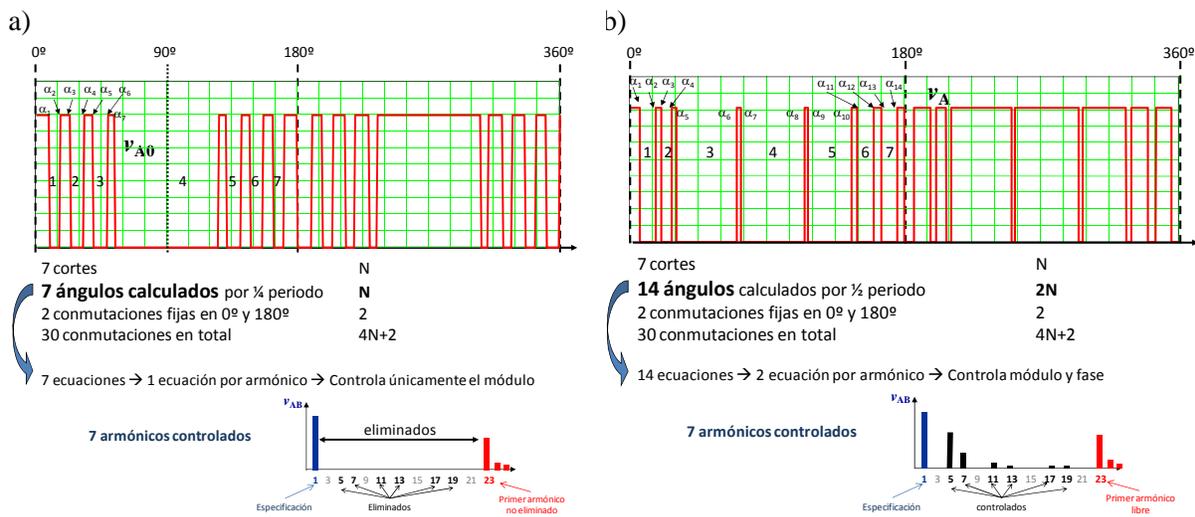


Figura 4.10 Equivalencia entre número de cortes y número de armónicos controlados entre: a) Eliminación de armónicos y b) Cancelación de armónicos.

### 4.2.3 Validación mediante simulación en Bucle Abierto de la técnica de cancelación de armónicos

Una vez obtenidos los ángulos de disparo de los IGBTs para llevar a cabo la cancelación de armónicos, es necesario validar el correcto funcionamiento de la técnica de modulación. Para ello, en una primera aproximación se lleva a cabo una validación mediante simulación en el programa PSIM®. Las características de la fuente de alimentación considerada se detallan en el siguiente apartado junto con los rangos de operación considerados y, posteriormente, se ofrecen los resultados obtenidos en simulación, con objeto de ilustrar el comportamiento de la técnica de modulación propuesta.

#### 4.2.3.1 Características de la fuente de alimentación auxiliar considerada

En términos de diseño de la fuente de alimentación auxiliar considerada, el esquema eléctrico corresponde al mostrado en la Figura 4.11. Tanto los valores de los distintos elementos como las especificaciones en términos de tensión de salida de línea eficaz ( $V_{o\_ef}$ ), potencia aparente nominal ( $S_{CA}$ ) y  $\cos\phi$  de la carga se incluyen en la Tabla 4-II.

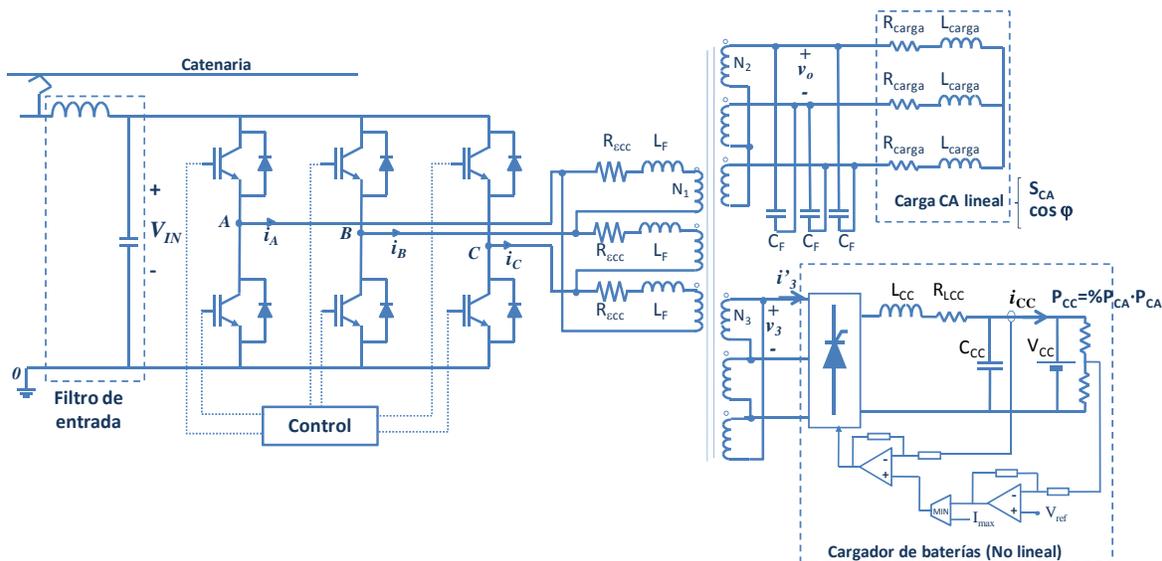


Figura 4.11 Esquema eléctrico de una fuente de alimentación de servicios auxiliares con bus CA trifásico de salida y con salida CC que actúa como cargador de baterías.

Tabla 4-II Valores de los distintos elementos de la fuente de alimentación auxiliar.

$L_F$	$R_{\epsilon cc}$	$C_F$	$N_1$	$N_2$	$N_3$	$R_{Lcc}$	$L_{CC}$	$C_{CC}$	$S_{CA}$	$\cos\phi$	$V_{o\_ef}$
3,5mH	250mΩ	220μF	102	40	30	5mΩ	405μH	44mF	109kVA	0,98	400V

Dado que la bobina de filtro está integrada dentro del transformador, el valor de dicha bobina se fija durante el diseño del transformador a través de la selección de la caída de tensión relativa en la reactancia de cortocircuito respecto a la tensión nominal ( $\epsilon_{Xcc}$ ), siendo valores de diseño habituales la utilización de entre un 8% y un 12%. A partir de dicha caída de tensión, se calcula la bobina de filtro mediante la expresión (4.22) [130]. En el caso de la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada, la inductancia ( $L_F$ ) corresponde a una caída de tensión en la reactancia de cortocircuito  $\epsilon_{Xcc}=11,5\%$ .

$$L_F = \frac{\varepsilon_{Xcc} \cdot V_{o\_ef}^2}{2 \cdot \pi \cdot f_{fundamental} \cdot S_n \cdot rt^2 \cdot 100} \quad (4.22)$$

Donde:

- $\varepsilon_{Xcc}$  Caída de tensión relativa en la reactancia de cortocircuito del transformador respecto a la tensión nominal (%).
- $S_n$  Potencia aparente nominal.
- $V_{o\_ef}$  Tensión de línea nominal de salida en valor eficaz.
- $rt$  Relación de transformación primario-secundario ( $rt=N_2/N_1$ ).

Dada una caída de tensión máxima en el transformador ( $\varepsilon_c$ ), y fijada la caída de tensión en la reactancia de cortocircuito ( $\varepsilon_{Xcc}$ ), la resistencia serie que representa las pérdidas en el cobre se calcula mediante las expresiones (4.23) y (4.24), utilizando la aproximación de Gisber Kapp para transformadores con caída de tensión interna menor del 10% [130].

$$\varepsilon_{Rcc} = \frac{\varepsilon_c - \varepsilon_{Xcc} \cdot \text{sen } \varphi}{\text{cos } \varphi} \quad (4.23)$$

$$R_{ecc} = \frac{\varepsilon_{Rcc} \cdot V_{o\_ef}^2}{S_n \cdot rt^2 \cdot 100} \quad (4.24)$$

Donde:

- $\varepsilon_{Rcc}$  Caída de tensión relativa en la resistencia de cortocircuito del transformador respecto a la tensión nominal (%).
- $\varepsilon_c$  Caída de tensión relativa del transformador respecto a la tensión nominal en vacío (%), comprende la caída de tensión debida a la inductancia y a la resistencia de cortocircuito.
- $\varepsilon_{Xcc}$  Caída de tensión relativa en la reactancia de cortocircuito del transformador respecto a la tensión nominal en vacío (%).
- $S_n$  Potencia aparente nominal de la carga.
- $V_{o\_ef}$  Tensión de línea nominal de salida en valor eficaz.
- $rt$  Relación de transformación primario-secundario ( $rt=N_2/N_1$ ).
- $\text{cos } \varphi$  Factor de potencia de la carga CA nominal.

Por su parte, en la Tabla 4-III se especifican los rangos de variación considerados para una tensión de entrada nominal de 1500V (EN50163, [131]), y para una tensión nominal de batería de 96V (EN60077-1, [132]), así como de la potencia de salida del cargador de baterías definida como un porcentaje de la potencia CA nominal del convertidor.

Tabla 4-III Rangos de operación de la fuente de alimentación auxiliar para una tensión de entrada nominal de 1500V y una tensión de baterías nominal de 96V.

	Mínimo	Nominal	Máximo
Tensión de entrada, $V_{IN}$	1000V	1500V	1800V
Tensión de salida del cargador de baterías, $V_{CC}$	70V	96V	120V
Potencia de salida del cargador de baterías, $P_{CC}$	1% · $P_{CA}$	—	50% · $P_{CA}$

#### 4.2.3.2 Resultados de simulación obtenidos para la técnica de cancelación de armónicos en bucle abierto

Para obtener un patrón de disparo válido, el sistema de ecuaciones trascendentes planteado en el apartado 4.2.2 debe ser resuelto para un diseño dado de la fuente de alimentación de servicios auxiliares y para un punto de trabajo determinado. Por tanto, dado un diseño de la fuente de alimentación auxiliar, es necesario resolver el sistema de ecuaciones para cada punto de trabajo considerado, que queda definido por las siguientes variables:

- $V_{IN}$  Tensión de alimentación del inversor.
- $V_{CC}$  Tensión media de salida del cargador de baterías.
- $S_{CA}$  Potencia en la salida CA.
- $\cos\varphi$  Factor de potencia de la carga CA.
- $P_{CC}=\%P_{CA}\cdot P_{CA}$  Potencia en la salida CC. Suponiendo  $\cos\varphi=1$  entonces  $P_{CA}=S_{CA}$ .

En este apartado se pretende ilustrar el funcionamiento de la técnica mediante simulación en bucle abierto. Con objeto de establecer la mejoría obtenida cuando se implementa la técnica de cancelación de armónicos (HCT), se ha seleccionado la técnica de eliminación de armónicos (SHE) para llevar a cabo la comparación en términos de DAT presente en la tensión de salida para las mismas condiciones de operación. La técnica de eliminación de armónicos permite realizar la comparación de forma directa, ya que su primer armónico no eliminado se sitúa en el mismo orden armónico que en la técnica de cancelación de armónicos para el mismo número de cortes, aunque pueden existir diferencias en cuanto al módulo. Además, entre el armónico fundamental y el primero no eliminado no genera armónicos, de forma que el efecto de los armónicos causantes de la distorsión de baja frecuencia no se ve alterado por la presencia de armónicos debidos a la conmutación.

En la Figura 4.12 se incluye la tensión de salida obtenida para las dos técnicas de modulación consideradas cuando la fuente de alimentación tiene una tensión de entrada de 1800V, una tensión en la salida del cargador de 75V, y proporciona una potencia a las baterías de 21,8kW que corresponde una un 20% de la potencia nominal de la salida CA.

Sobre dicha figura se observa que la DAT se reduce de un 23% con Eliminación de Armónicos a un 6,3% en el caso de la técnica de cancelación de armónicos propuesta en esta tesis. En términos de espectro armónico de la tensión de salida, se observa que en el caso de Eliminación de Armónicos aparecen componentes armónicas de BF debidas al funcionamiento de la carga no lineal, que contribuyen muy significativamente a la DAT de la tensión de salida. Sin embargo, en el caso de la Cancelación de Armónicos, dichas componentes son canceladas prácticamente en su totalidad mediante la pre-distorsión de la tensión de salida del inversor, apreciándose únicamente un cierto residuo cuya contribución a la DAT es mucho menor.

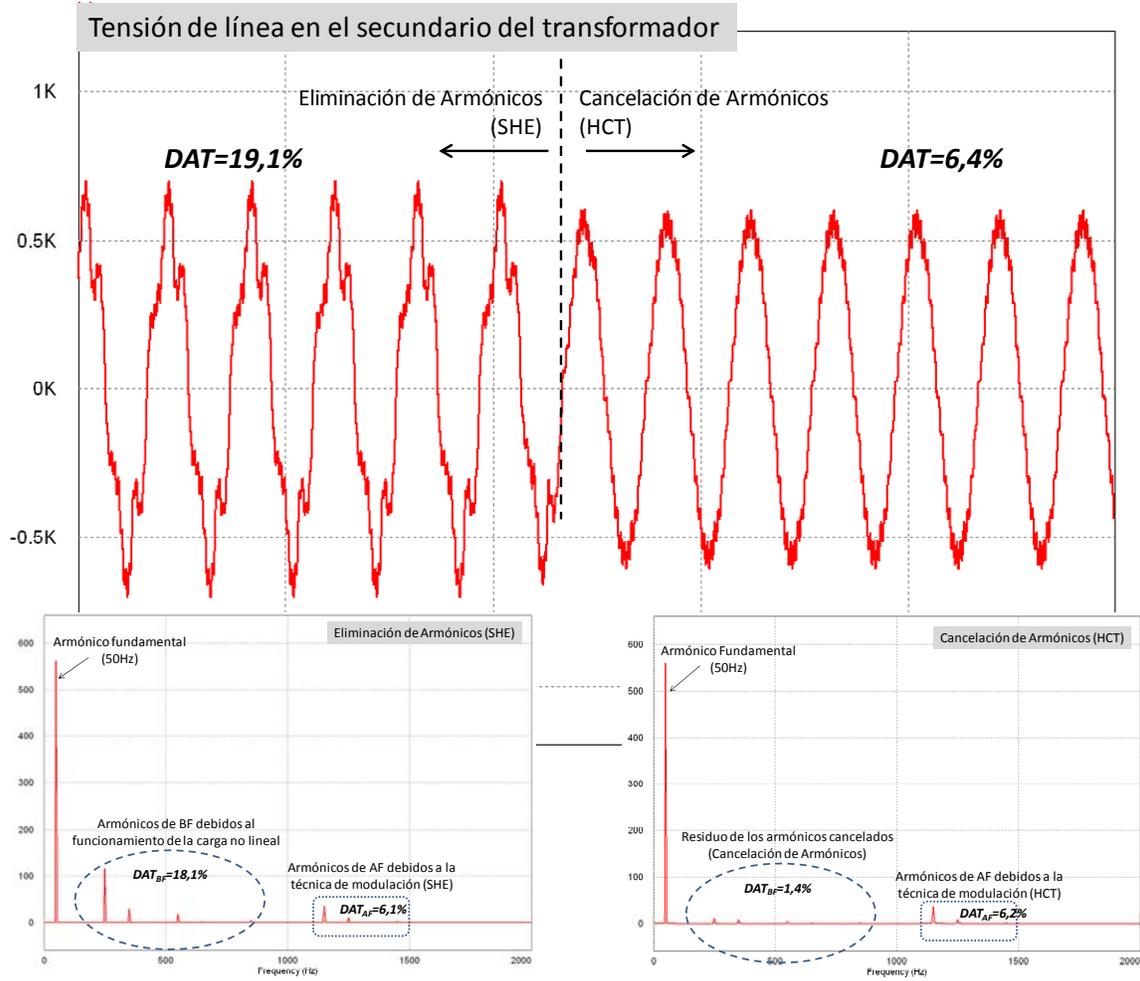


Figura 4.12 Forma de onda y espectro armónico de la tensión de salida de la fuente de alimentación auxiliar cuando el inversor se modula mediante la técnica de Eliminación de Armónicos y mediante la técnica de Cancelación de Armónicos propuesta en esta tesis. Modulación de 7 cortes.  $V_{IN}=1800$ ,  $S_{CA}=109kVA$ ,  $V_{CC}=75V$ ,  $P_{CC}=20\% \cdot P_{CA}=21,8kW$ .

Si se calcula por separado la contribución a la DAT (4.25) de los armónicos de BF (4.26) y de los armónicos de AF (4.27) se observa que la DAT presente cuando se utiliza la técnica de cancelación de armónicos es debida principalmente a las componentes de alta frecuencia debidas a la modulación, y que es igual a la obtenida con la Eliminación de Armónicos.

$$DAT^2 = \frac{\sum_{n=2}^{40} V_{o_n}^2}{V_{o_1}^2} = \frac{\sum_{n=2}^{PNE-2} V_{o_n}^2 + \sum_{n=PNE}^{40} V_{o_n}^2}{V_{o_1}^2} = DAT_{BF}^2 + DAT_{AF}^2 \quad (4.25)$$

$$DAT_{BF} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{PNE-2} V_{o_n}^2}{V_{o_1}^2}} \quad (4.26)$$

$$DAT_{AF} = \sqrt{\frac{\sum_{n=PNE}^{40} V_{o-n}^2}{V_{o-1}^2}} \quad (4.27)$$

Dado que los patrones de disparo deben ser calculados para cada punto de trabajo concreto, en la Tabla 4-IV se proporcionan los resultados obtenidos para distintos puntos de trabajo, con objeto de comprobar el funcionamiento de la técnica en el rango de operación considerado.

Tabla 4-IV DAT para distintos puntos de trabajo y dos técnicas de modulación: Eliminación de armónicos (SHE) y cancelación de armónicos (HCT) de 7 cortes (PNE=23).  $S_{CA}=109\text{kVA}$ .

$S_{CA}(W)=109\text{kVA}$			SHE			HCT		
$V_{IN}(V)$	$V_{CC}(V)$	$\%P_{CA}$	$DAT_{BF}$ (%)	$DAT_{AF}$ (%)	DAT (%)	$DAT_{BF}$ (%)	$DAT_{AF}$ (%)	DAT (%)
1100	75	5	10,9	6,7	11,4	1,2	3,9	4,1
	75	20	18,4	3,7	18,8	1,4	3,9	4,2
	75	40	30,9	3,6	31,1	—	—	—
	110	5	8,3	3,6	9	1,2	3,8	4,0
	110	20	14,6	3,8	15,1	1,3	3,7	4,0
	110	40	21,6	4,4	22,0	2,4	3,7	4,4
1500	75	5	10,6	5,1	11,8	1,3	5,4	5,5
	75	20	18,1	5,3	18,9	1,4	5,5	5,7
	75	40	30,1	5,0	30,5	2,5	5,2	5,8
	110	5	8,1	5,0	9,5	1,3	5,3	5,5
	110	20	14,6	5,3	15,5	1,3	5,2	5,4
	110	40	21,2	5,9	22,0	2,6	5,6	6,2
1800	75	5	10,5	5,8	12,0	1,3	6,0	6,2
	75	20	18,1	6,1	19,1	1,4	6,2	6,4
	75	40	30,0	5,7	30,5	2,4	5,9	6,4
	110	5	8,0	5,8	9,8	1,3	6,0	6,2
	110	20	14,5	6,0	15,7	1,3	5,8	6,0
	110	40	21,1	6,7	22,1	2,7	6,2	6,8

Como datos atípicos, se distingue que para el punto de trabajo correspondiente a  $V_{IN}=1100V$ ,  $V_{CC}=75V$  y  $\%P_{CA}=40\%$  no se ha encontrado solución al sistema de ecuaciones que determina los ángulos de disparo para la cancelación de armónicos, por lo que no es posible proporcionar los valores de DAT correspondientes. Este hecho está relacionado con las limitaciones del espacio de existencia de solución, que se analizan en el apartado 4.4.

Cabe destacar que en todos los casos se obtiene una significativa reducción de la DAT, centrada fundamentalmente en la reducción de la  $DAT_{BF}$  debida al funcionamiento de la carga no lineal. Por el contrario, la  $DAT_{AF}$  debida a la modulación se mantiene en niveles similares a la obtenida en el caso de la técnica de eliminación de armónicos (SHE).

Si se representa la evolución de la  $DAT_{BF}$  tanto para la técnica SHE como para la técnica HCT mediante un gráfico de dispersión (ver Figura 4.13), se observa que la  $DAT_{BF}$  correspondiente a la

técnica HCT se distribuye de forma aproximadamente constante, mientras que la  $DAT_{BF}$  obtenida con la técnica SHE forma una nube de puntos.

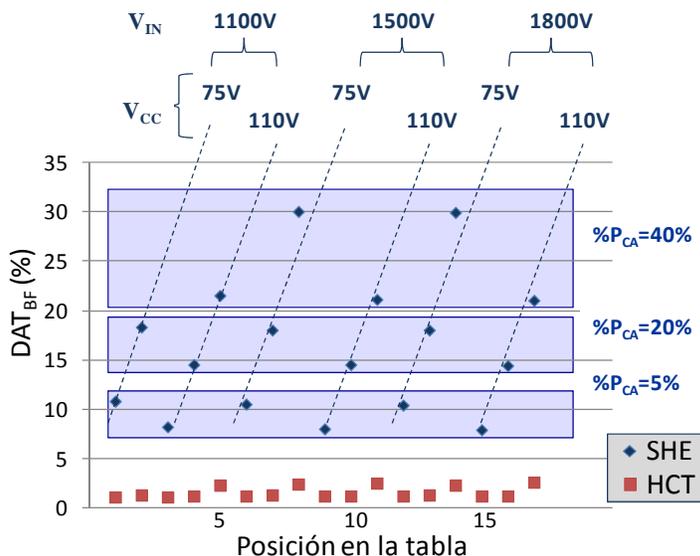


Figura 4.13: Gráfico de dispersión de la  $DAT_{BF}$  obtenida aplicando la técnica de cancelación de armónicos y la técnica de eliminación de armónicos. Gráfico realizado con los datos de la Tabla 4-IV.

La distribución aproximadamente constante de la  $DAT_{BF}$  obtenida con HCT es debida a que, para las condiciones en las que se han calculado los ángulos, la  $DAT_{BF}$  es prácticamente independiente del punto de trabajo de la fuente de alimentación ( $V_{IN}$ ,  $V_{CC}$ , % $P_{CA}$ ).

Por el contrario, en el caso de SHE la nube de puntos obtenida pone en evidencia la dependencia de la  $DAT_{BF}$  con las condiciones de operación del sistema. En este aspecto, se observa que la  $DAT_{BF}$  no depende de la tensión de entrada ( $V_{IN}$ ) y depende fundamentalmente del % $P_{CA}$  y de la tensión en la salida CC ( $V_{CC}$ ). Con respecto a la potencia en la salida del cargador (% $P_{CA}$ ), la  $DAT_{BF}$  aumenta a medida que aumenta dicha potencia; mientras que respecto a la tensión de salida del cargador ( $V_{CC}$ ) la  $DAT_{BF}$  es mayor cuando disminuye dicha tensión.

### 4.3 Análisis de sensibilidad de la técnica de cancelación de armónicos frente a variaciones de los parámetros considerados para el cálculo

A lo largo de los apartados anteriores de este capítulo, se ha descrito el proceso mediante el cual se determinan los ángulos de disparo que permiten llevar a cabo la cancelación de los armónicos, debidos al funcionamiento de la carga no lineal, mediante la modulación del inversor.

Los ángulos de disparo de los IGBTs del inversor se calculan analíticamente para cada punto de trabajo considerado y para un determinado diseño de la fuente de alimentación auxiliar ( $L_F$ ,  $C_F$ ,  $N_1$ ,  $N_2$ ,  $N_3, \dots$ ). Mediante los resultados de simulación incluidos en el apartado anterior, se ha validado el funcionamiento de la técnica de cancelación de armónicos. Sin embargo, los valores reales de los componentes del sistema pueden no coincidir exactamente con aquellos considerados para el cálculo de los instantes de disparo como consecuencia de la presencia de caídas de tensión parásitas, del efecto de la temperatura sobre los componentes, envejecimiento de los mismos, tolerancias, etc. Por ello, en este apartado se lleva a cabo un análisis de sensibilidad sobre los distintos parámetros implicados.

Se distinguen fundamentalmente dos ámbitos, en cuanto a incertidumbre:

- Los componentes que integran el filtro CA, que comprende la inductancia de la bobina de filtro ( $L_F$ ), la resistencia serie ( $R_{ecc}$ ), el condensador de filtro ( $C_F$ ) y la carga CA ( $R_{carga}$ ,  $L_{carga}$ ).
- El efecto de la resistencia parásita de la bobina del filtro LC ( $R_{Lcc}$ ) situado en la salida del cargador de baterías.

#### 4.3.1 Análisis de sensibilidad respecto a la variación de los parámetros que integran el filtro CA de salida

Atendiendo a las ecuaciones fundamentales de la técnica de cancelación de armónicos dadas en (4.4) y (4.5), y repetidas a continuación por comodidad, se observa que existen dos fuentes principales de incertidumbre afectadas por la variabilidad de los componentes: la función de transferencia del filtro ( $G_F(j\omega_1)$ ) y la impedancia formada por la bobina del filtro y su resistencia serie, tanto a la frecuencia del armónico fundamental ( $(X_F(j\omega_1))$ ) como a las frecuencias de los armónicos a cancelar ( $(X_F(jh\omega_1))$ ).

- Armónico fundamental.

$$\vec{v}_{o_{-1}} = V_{o_{-ef}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot e^{j\theta_1} = \vec{v}_{AB_{-1}} \cdot G_F(j\omega_1) - \vec{i}_{3_{-1}} \cdot G_F(j\omega_1) \cdot X_F(j\omega_1)$$

- Armónicos impares cancelados.

$$0 = \vec{v}_{AB_{-h}} - \vec{i}_{3_{-h}} \cdot X_F(jh\omega_1)$$

Donde se considera que la función de transferencia del filtro CA comprende la bobina de filtro ( $L_F$ ), la resistencia serie ( $R_{ecc}$ ), el condensador de filtro ( $C_F$ ) y la carga CA ( $R_{carga}$ ,  $L_{carga}$ ), como se ha representado en la Figura 4.14, y su expresión es la dada en (4.28). En cuanto a la impedancia  $X_F(jn\omega)$  (4.29) está formada por la conexión serie de la resistencia  $R_{ecc}$  y la bobina de filtro ( $L_F$ ) como se observa sobre la misma figura.

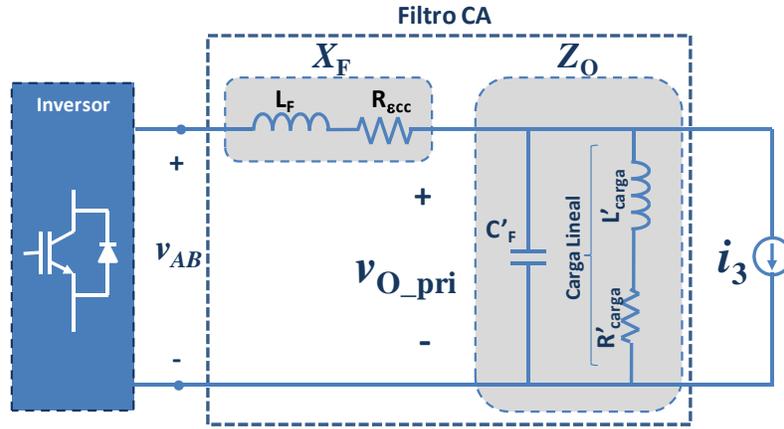


Figura 4.14 Equivalente monofásico para la tensión de línea referido al primario del convertidor auxiliar con salida CA trifásica que alimenta los servicios auxiliares (carga lineal) y un cargador de baterías (carga no lineal).

$$G_F(jn\cdot\omega_1) = \frac{Z_o(jn\cdot\omega_1)}{Z_o(jn\cdot\omega_1) + X_F(jn\cdot\omega_1)} \quad (4.28)$$

$$X_F(jn\cdot\omega_1) = R_{exc} + jn\omega_1 L_F \quad (4.29)$$

Tanto la función de transferencia del filtro, como la impedancia formada por la bobina de filtro y su resistencia serie a la frecuencia fundamental, afectan al módulo y la fase del primer armónico. Si se produce una desviación de estos parámetros respecto a los considerados en el cálculo de los ángulos, la tensión de alimentación del cargador de baterías será distinta de la considerada y, por lo tanto, los armónicos de baja frecuencia demandados por la carga no lineal cambiarán en consonancia. Por consiguiente, los armónicos considerados para el cálculo de los ángulos de disparo no se corresponden exactamente con los demandados realmente por la carga no lineal, lo que penaliza la cancelación de armónicos.

Por otro lado, en el caso de los armónicos impares a cancelar, únicamente se ven afectados por la variación que pueda producirse en la impedancia  $X_F(jn\omega_1)$  a la frecuencia de cada armónico considerado, ya que su variación modifica la caída de tensión provocada por los armónicos de baja frecuencia y, por lo tanto, afecta a los armónicos que es necesario generar para cancelarla.

Como consecuencia, es necesario evaluar la influencia que tiene la variación de cada uno de los componentes del filtro tanto sobre  $G_F(j\omega_1)$  como sobre  $X_F(jn\omega_1)$ , a la frecuencia fundamental y a la frecuencia de los armónicos impares a cancelar. Además, se realiza un análisis de sensibilidad en términos de DAT con objeto de evaluar la robustez de la implementación de la técnica de cancelación de armónicos respecto a todos los componentes comprendidos en el filtro CA.

El estudio de sensibilidad desarrollado se ha llevado a cabo únicamente para la fuente de alimentación considerada como ejemplo. Sin embargo, dado que tanto el filtro como la impedancia formada por la inductancia de filtro y su resistencia serie son elementos lineales, cabe asumir que las tendencias mostradas en cuanto a sensibilidad sean similares en otras fuentes de alimentación.

### 4.3.1.1 Influencia de la variación de la bobina de filtro, $L_F$

El análisis de la influencia de la variación de la inductancia de la bobina de filtro se ha realizado en dos partes:

- Efecto de la variación de la inductancia de la bobina sobre la función de transferencia del filtro CA y sobre la impedancia de la rama serie del transformador ( $X_F$ )
- Evaluación de la robustez de la técnica de cancelación de armónicos mediante un análisis de sensibilidad de la evolución de la DAT ante desviaciones del valor de la bobina de filtro respecto a su valor nominal.

La variación del valor de la inductancia de la bobina del filtro CA ( $L_F$ ) respecto a su valor nominal afecta tanto al módulo como a la fase del filtro al armónico fundamental ( $G_F(j\omega_1)$ ), como a la fase y al módulo de la impedancia  $X_F(jn\omega)$ . En la Figura 4.15 y en la Figura 4.16 se ilustra, respectivamente, la influencia de la variación del valor de la inductancia sobre la respuesta en frecuencia del filtro y sobre la impedancia formada por  $R_{\text{ecc}}$  y  $L_F$ , cuando se considera una variación de la bobina de filtro del  $\pm 15\%$  sobre el valor nominal ( $L_F=3,5\text{mH}$ ).

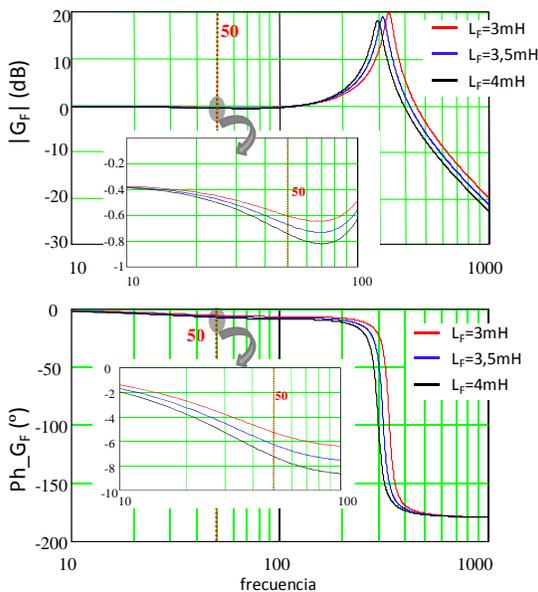


Figura 4.15 Influencia de la inductancia de la bobina de filtro sobre la respuesta en frecuencia del filtro CA, variación del  $\pm 15\%$ .  $R_{\text{ecc}}=250\text{m}\Omega$ ,  $C_F=220\mu\text{F}$ .

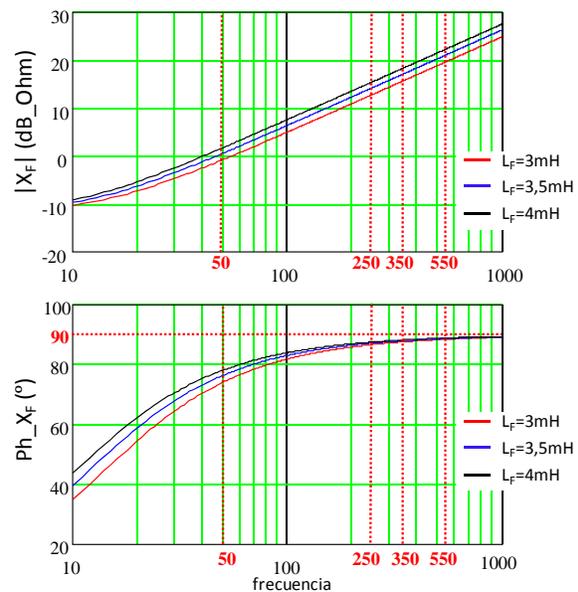


Figura 4.16 Influencia de la inductancia de la bobina de filtro sobre la respuesta en frecuencia de la impedancia  $X_F$ , variación del  $\pm 15\%$ .  $R_{\text{ecc}}=250\text{m}\Omega$ ,  $C_F=220\mu\text{F}$ .

Sobre la Figura 4.15 se observa que la variación de la bobina de filtro modifica la frecuencia de resonancia del filtro CA y, como consecuencia, el módulo y la fase a 50Hz del filtro. Sin embargo, esta variación no es significativa.

En cuanto a la variación de la impedancia  $X_F$ , dada en la Figura 4.16, la variación experimentada por módulo y fase es, a priori, pequeña. Sin embargo, al ir multiplicada por el armónico fundamental de corriente demandado por la carga no lineal, su influencia sobre el cálculo de los ángulos de disparo (fundamentalmente sobre la fase del primer armónico de tensión) dependerá del nivel de corriente demandado por la carga. Siendo mayor su influencia cuanto mayor

sea dicho nivel de corriente.

Atendiendo al comportamiento de la impedancia  $X_F$  a la frecuencia de los armónicos a cancelar (en la Figura 4.16 se muestran el 5°, 7° y 11°) se observa que, en términos de fase, el error disminuye a medida que aumenta la frecuencia del armónico considerado. Sin embargo, en términos de módulo, la variación de la bobina respecto a su valor nominal provoca un cierto error a todas las frecuencias. Igual que en el caso del armónico fundamental, el peso que tenga esta desviación sobre el resultado de la cancelación de armónicos dependerá de la amplitud de cada armónico, aumentando con la amplitud de los mismos.

Como consecuencia, se puede deducir que las condiciones de mayor sensibilidad en términos de DAT respecto a la variación de la bobina de filtro corresponde a aquella situación en la que la corriente demandada por el cargador de baterías sea máxima. Por ello, con objeto de evaluar la robustez de la técnica de cancelación de armónicos en términos de DAT frente a la variación de la bobina de filtro, se ha llevado a cabo un análisis de sensibilidad cuando la demanda de corriente por parte del cargador de baterías es máxima.

### Análisis de sensibilidad de la DAT respecto a la variación de $L_F$

En la Figura 4.17 se ha representado la evolución de la DAT frente a la variación del valor de la bobina de filtro respecto a su valor nominal en términos porcentuales, para dos valores de resistencia  $R_{ecc}$  nominales distintos. Sobre dichas gráficas se observa que la tendencia es la misma para los dos valores de resistencia considerados, y que la evolución de la DAT con la variación de la bobina no es lineal.

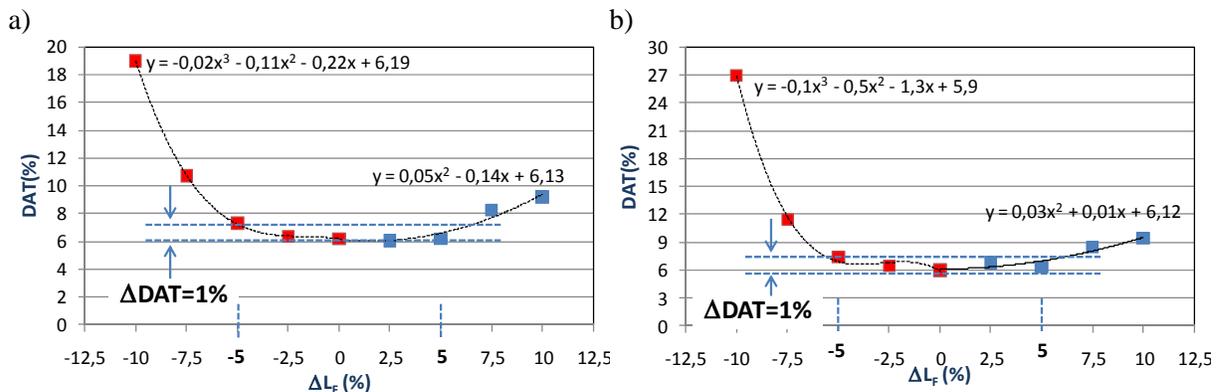


Figura 4.17 Evolución de la DAT frente a la variación porcentual de la bobina de filtro  $L_F$  respecto a su valor nominal.

Punto de operación:  $V_{IN}=1550V$ ,  $S_{CA}=109kVA$ ,  $V_{CC}=75V$ ,  $P_{CC}=50\%$ ,  $P_{CA}=53kW$ . a)  $L_{Fnominal}=3,5mH$ ,  $R_{ecc}$  nominal= $250m\Omega$ ,  $\varepsilon_c=4,85\%$ . b)  $L_{Fnominal}=3,5mH$ ,  $R_{ecc}$  nominal= $100m\Omega$ ,  $\varepsilon_c=3,3\%$ .

Es importante destacar que la robustez en términos de DAT de la implementación de la técnica de cancelación de armónicos en la fuente de alimentación considerada depende de dos efectos superpuestos. Por un lado, el error introducido cuando el valor de  $L_F$  real no se corresponde exactamente con el considerado para el cálculo del patrón de disparo, y por otro lado la modificación que sufre la respuesta en frecuencia del filtro como consecuencia de la variación del valor de  $L_F$ , como se ha representado en la Figura 4.15. La modificación del valor de la inductancia de la bobina, modifica la frecuencia de resonancia y, por lo tanto, la ganancia del mismo a las frecuencias de los armónicos a cancelar. Como consecuencia, se modifica la amplitud del residuo de

los armónicos a cancelar presente en la tensión de salida y, por consiguiente, se modifica la DAT de dicha tensión de salida.

Sin embargo, en unas condiciones tan restrictivas como aquellas en las que se ha realizado el análisis de sensibilidad (máxima corriente demandada por el cargador de baterías), aproximadamente en un intervalo del 5% alrededor del valor nominal, la DAT se mantiene dentro de un rango de incremento de DAT de un 1%. Dado que la tolerancia de fabricación típica de estas bobinas es del  $\pm 15\%$ , con objeto de garantizar una buena robustez en términos de DAT, es conveniente conocer mediante medida directa sobre el transformador el valor real de dicha bobina. En este aspecto, cabe destacar que para obtener la estimación de la bobina de filtro nominal basta con estimarla a partir del ensayo de cortocircuito. Ello supone un inconveniente dado que es necesario realizar la medida sobre todos los transformadores, salvo que esta información sea proporcionada por el fabricante de los mismos. Por otro lado, el efecto del envejecimiento puede alterar las prestaciones obtenidas en cuanto a DAT.

#### 4.3.1.2 Influencia de la resistencia serie de la bobina de filtro ( $R_{ecc}$ )

De la misma manera que en el caso de la inductancia de la bobina de filtro, el análisis de la influencia de la variación de la resistencia serie  $R_{ecc}$  comprende varios aspectos analizados en el orden siguiente:

- Efecto de la variación de la resistencia sobre la función de transferencia del filtro CA ( $G_F$ ) y sobre la impedancia de la rama serie del transformador  $R_{ecc}$  ( $X_F$ ).
- Análisis de sensibilidad en términos de evolución de la DAT ante variaciones de la resistencia respecto al valor nominal considerado en el cálculo de los patrones de disparo, atendiendo a dos aspectos fundamentales:
  - Robustez de la técnica cuando no se tiene en cuenta el efecto de la resistencia parásita en el proceso de cálculo del patrón de disparo ( $R_{ecc\_nominal}=0$ ).
  - Robustez ante variaciones de la resistencia  $R_{ecc}$ , ante desviaciones del valor de la resistencia respecto al valor nominal considerado ( $R_{ecc\_nominal}\neq 0$ ).

Atendiendo al efecto de la resistencia serie  $R_{ecc}$ , éste es un parámetro que afecta tanto a la función de transferencia del filtro ( $G_F$ ) como a la impedancia  $X_F$ . Sin embargo, como se puede observar en la Figura 4.18, su influencia sobre el módulo y la fase del filtro a la frecuencia fundamental es despreciable. Sin embargo, como se observa en la Figura 4.19, aunque su efecto en términos de módulo es despreciable, tiene una influencia significativa sobre la fase, especialmente en el caso del armónico fundamental.

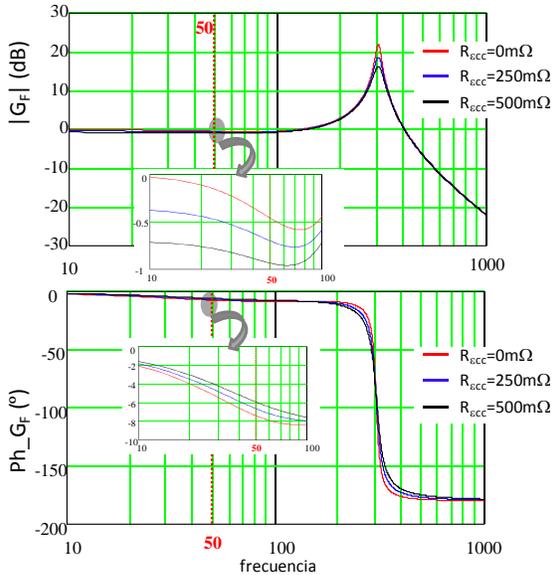


Figura 4.18 Influencia de la resistencia serie  $R_{\epsilon cc}$  sobre la respuesta en frecuencia del filtro CA.  
 $L_{cc}=3,5\text{mH}$ ,  $C_F=220\mu\text{F}$ .

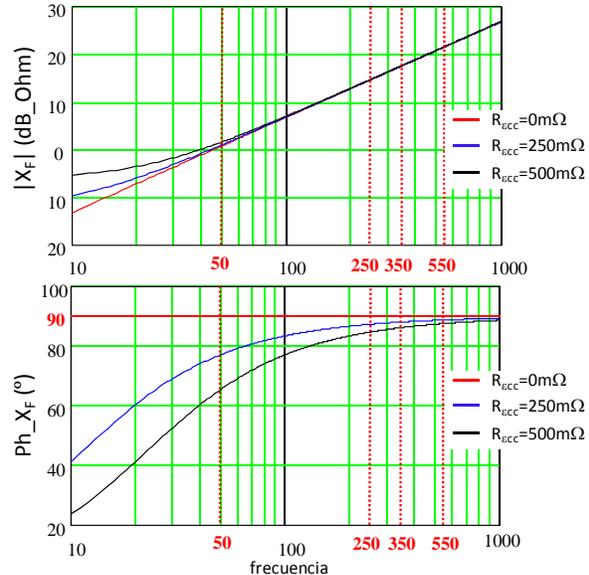


Figura 4.19 Influencia de la resistencia serie  $R_{\epsilon cc}$  sobre la respuesta en frecuencia de la impedancia  $X_F$ .  $L_{cc}=3,3\text{mH}$ .

Dado que  $R_{\epsilon cc}$  no tiene efecto sobre la respuesta en frecuencia del filtro, podría llegar a despreciarse su efecto y no incluirla en el cálculo de los patrones de disparo. Con objeto de valorar la importancia de este parámetro en la cancelación de armónicos, se ha realizado un análisis de sensibilidad que comprende dos partes diferenciadas:

- Análisis de sensibilidad de la DAT respecto a  $R_{\epsilon cc}$ , cuando se considera una  $R_{\epsilon cc\_nominal}=0$  en el proceso de determinación de los ángulos de disparo.
- Análisis de sensibilidad de la DAT respecto  $R_{\epsilon cc}$ , cuando se considera una  $R_{\epsilon cc\_nominal}\neq 0$  en el proceso de determinación de los ángulos de disparo.

#### *Análisis de sensibilidad de la DAT respecto a la variación de $R_{\epsilon cc}$ , cuando $R_{\epsilon cc\_nominal}=0$*

Como se ha mostrado en la Figura 4.19, a la frecuencia fundamental, se aprecia una diferencia de fase muy significativa cuando se considera  $R_{\epsilon cc}=0$  frente a considerar su valor real en el transformador, por ejemplo  $R_{\epsilon cc}=250\text{m}\Omega$ . Como consecuencia de esta discrepancia, la tensión generada por la fuente de alimentación, que alimenta el rectificador, se encuentra desfasada respecto a la considerada para el cálculo de la cancelación de armónicos y, como consecuencia, los armónicos de corriente demandados por la carga no lineal están desfasados respecto a los previstos, impidiendo que se cancelen correctamente, este efecto se ilustra en la Figura 4.20.

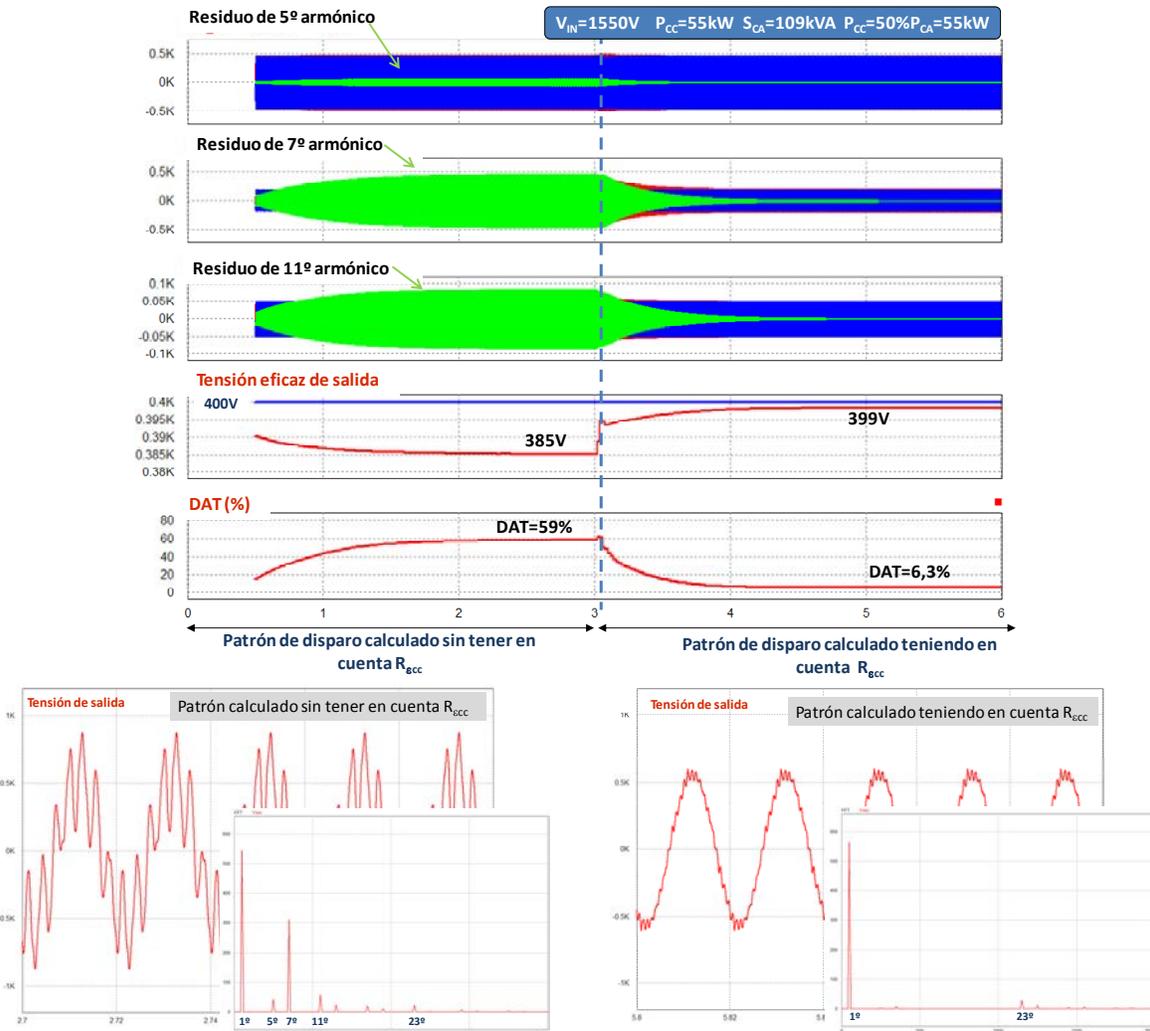


Figura 4.20 Influencia de la resistencia serie de la bobina de filtro ( $R_{ecc}$ ) sobre los resultados obtenidos con la cancelación de armónicos relativos a la DAT de la tensión de salida.  $R_{ecc}=250m\Omega$ .

En la Figura 4.20 se han representando los armónicos más significativos ( $5^\circ$ ,  $7^\circ$  y  $11^\circ$ ), sobre ellos se observa que cuando la resistencia serie no es tenida en cuenta durante el proceso de cálculo del patrón de disparo, no se lleva a cabo la cancelación de los armónicos  $7^\circ$  y  $11^\circ$  y, como consecuencia, la DAT en la tensión de salida es muy alta (59%). Sin embargo, cuando la resistencia es tenida en cuenta en el cálculo del patrón de disparo, la cancelación se lleva a cabo satisfactoriamente, eliminando la presencia de estos armónicos de la tensión de salida y reduciendo la DAT a un 6,3%.

Dado que la impedancia  $X_F$  va multiplicada por la corriente demandada por la carga no lineal, la mejora obtenida respecto a no tener en cuenta la  $R_{ecc}$  depende tanto del valor que adopte dicha resistencia como del punto de operación. Siendo más crítica la necesidad de incluir la resistencia en el cálculo cuanto mayor sea la resistencia y mayor sea la corriente demandada por el cargador de baterías, como se muestra en la Figura 4.21.

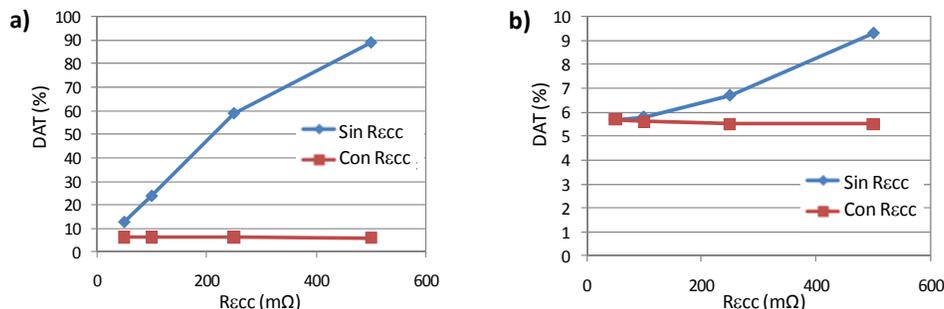


Figura 4.21 DAT teniendo en cuenta la  $R_{\epsilon cc}$  en el cálculo del patrón y sin tenerla en cuenta, para distintos valores de resistencia y dos puntos de operación distintos del cargador de baterías.

a)  $V_{IN}=1550V, S_{CA}=109kVA, V_{CC}=75V, P_{CC}=50\% \cdot P_{CA}=55kW.$

b)  $V_{IN}=1550V, S_{CA}=109kVA, V_{CC}=75V, P_{CC}=20\% \cdot P_{CA}=21,8kW.$

Por tanto, a la vista de los resultados obtenidos cabe destacar la necesidad de incorporar una estimación de la resistencia serie de la bobina en el proceso de cálculo de los ángulos de disparo de los IGBTs.

Sin embargo, dado que se trata de un valor estimado, es conveniente conocer la sensibilidad de los resultados obtenidos ante desviaciones del valor de resistencia considerado, para lo que se ha realizado el análisis de sensibilidad cuyos resultados se muestran a continuación.

*Análisis de sensibilidad de la DAT respecto a la variación de  $R_{\epsilon cc}$ , cuando  $R_{\epsilon cc\_nominal} \neq 0$*

Para llevar a cabo esta parte del estudio de sensibilidad se ha considerado la misma fuente de alimentación de servicios auxiliares que en el apartado anterior. Se ha mantenido la caída de tensión en la reactancia de cortocircuito en su valor nominal ( $\epsilon_{X_{cc}}=11,5\%$ ), y se han considerado distintas caídas de tensión en el transformador ( $\epsilon_c$ ), que dan lugar a los distintos valores de resistencia considerados ( $R_{\epsilon cc}$ ) en el estudio de sensibilidad cuyo valores se resumen en la Tabla 4-V.

Tabla 4-V Valores de resistencia serie nominal ( $R_{\epsilon cc}$ ) y porcentaje de caída de tensión en el transformador respecto a la tensión nominal ( $\epsilon_c$ ). ( $\epsilon_{X_{cc}}=11,5\%$ ).

$R_{\epsilon cc}$	50 mΩ	100 mΩ	250 mΩ	500 mΩ
$\epsilon_c$	2,8%	3,3%	4,85%	7,5%

Con objeto de valorar la robustez de la técnica de cancelación de armónicos frente a variaciones de la resistencia serie real respecto a la resistencia nominal considerada en el cálculo, se han calculado los ángulos de disparo para la fuente de alimentación considerada teniendo en cuenta los cuatro valores nominales de  $R_{\epsilon cc}$  dados en la Tabla 4-V y posteriormente se han realizado simulaciones utilizando dichos ángulos pero variando el parámetro  $R_{\epsilon cc}$  para comprobar el efecto de esta variación sobre la DAT de la tensión de salida.

Representando los resultados de DAT en la tensión de salida frente a la resistencia serie para los cuatro casos considerados (Figura 4.22), se observa que a medida que la resistencia real presente en el sistema se desvía de la resistencia nominal considerada teóricamente, la DAT aumenta. Mediante el ajuste de los datos a líneas de tendencia, se obtiene la pendiente de la evolución de la

DAT respecto al valor de la resistencia  $R_{ecc}$ . Dichas pendientes son prácticamente iguales en todos los casos considerados, y se observa que es ligeramente mayor cuando la resistencia se desvía hacia valores mayores que el nominal.

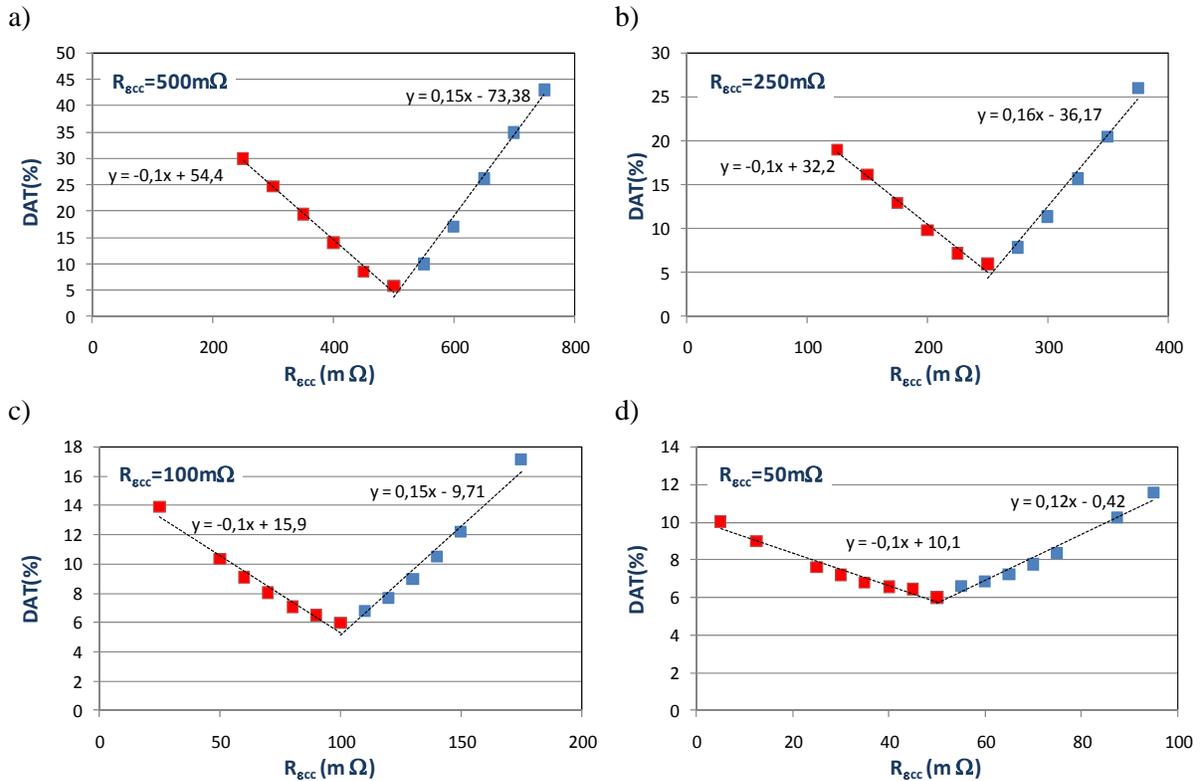


Figura 4.22 DAT frente a variaciones de la  $R_{ecc}$  alrededor del valor nominal considerado en el cálculo del patrón de disparo.  $V_{IN}=1550V$ ,  $S_{CA}=109kVA$ ,  $V_{CC}=75V$ ,  $P_{CC}=50\% \cdot P_{CA}=53kW$ . a)  $R_{ecc}$  nominal=500mΩ. b)  $R_{ecc}$  nominal=250mΩ. c)  $R_{ecc}$  nominal=100mΩ. d)  $R_{ecc}$  nominal=50mΩ.

Es decir, atendiendo al análisis de sensibilidad realizado se puede concluir que:

- Cuando la resistencia real es mayor que la resistencia nominal considerada, la pendiente de la evolución de la DAT respecto a  $R_{ecc}$  es:

$$\frac{\Delta DAT (\%)}{\Delta R_{ecc} (m\Omega)} \approx 0,15 \quad \text{Para } R_{ecc} > R_{ecc\_nominal}$$

Es decir, se produce un incremento de DAT de un 0,15% por cada mΩ de desviación respecto al valor nominal.

- Cuando la resistencia real es menor que la resistencia nominal considerada, la pendiente de la evolución de la DAT respecto a  $R_{ecc}$  es:

$$\frac{\Delta DAT (\%)}{\Delta R_{ecc} (m\Omega)} \approx 0,1 \quad \text{Para } R_{ecc} < R_{ecc\_nominal}$$

Es decir, se produce un incremento de DAT de un 0,1% por cada mΩ de desviación respecto al valor nominal.

- Por tanto, para una misma desviación respecto a la resistencia nominal, el efecto sobre la DAT es mayor cuando la resistencia aumenta respecto a la nominal que cuando ésta se reduce.

Atendiendo únicamente al valor nominal de resistencia serie correspondiente al transformador considerado para el estudio (ver Tabla 4-II),  $R_{ecc}=250m\Omega$ , en la Figura 4.23 se ha representado la DAT frente a variaciones porcentuales de la resistencia  $R_{ecc}$  respecto a su valor nominal ( $\Delta R_{ecc}(\%)$ ). Sobre dicha figura se observa que, ante una variación de la resistencia del  $\pm 10\%$  respecto al valor nominal, el incremento sufrido por la DAT se mantiene por debajo del 1%.

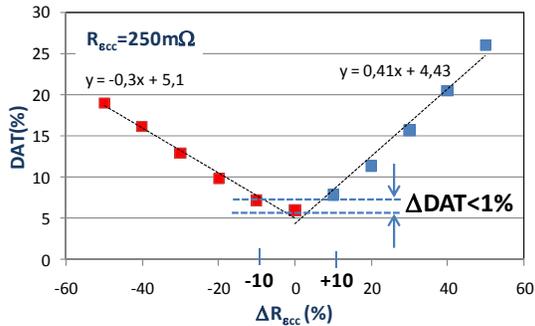


Figura 4.23 DAT frente a la variación porcentual de la resistencia  $R_{ecc}$  respecto a su valor nominal. Punto de operación:  $V_{IN}=1550V$ ,  $S_{CA}=109kVA$ ,  $V_{CC}=75V$ ,  $P_{CC}=50\% \cdot P_{CA}=53kW$ .  $R_{ecc}$  nominal= $250m\Omega$ .

Por tanto, es recomendable disponer de una buena estimación del valor nominal de dicha resistencia. Igual que en el caso de la inductancia de la bobina de filtro, se recomienda la estimación del valor de la resistencia serie de la bobina a partir del ensayo de cortocircuito del transformador, como se muestra en el apartado de validación experimental dedicado a la estimación de parámetros (4.6.2.4).

#### 4.3.1.3 Influencia de la variación del condensador de filtro, $C_f$

La variación del condensador de filtro respecto al valor nominal considerado, únicamente afecta a la frecuencia de resonancia del filtro y, por lo tanto, a la ganancia que presenta dicho filtro a las frecuencias de los distintos armónicos, como se ilustra en la Figura 4.24. Como consecuencia, al modificarse dicha ganancia se modifica la amplitud del residuo de los distintos armónicos, tanto de alta como de baja frecuencia, presente en la tensión de salida filtrada y por consiguiente la DAT.

Dado que los condensadores presentan una cierta tolerancia respecto a su valor nominal, típicamente  $\pm 10\%$  en este tipo de condensadores, se ha realizado el análisis de sensibilidad mostrado en la Figura 4.25. Sobre dicha figura se observa que si se produce una desviación del valor del condensador hacia valores menores, se produce un incremento brusco de la DAT; mientras que si el valor real del condensador es mayor que el considerado, la DAT se mantiene estable e incluso puede mejorar ligeramente. Por tanto, en términos de DAT es mejor que el valor real del condensador sea mayor que el nominal.

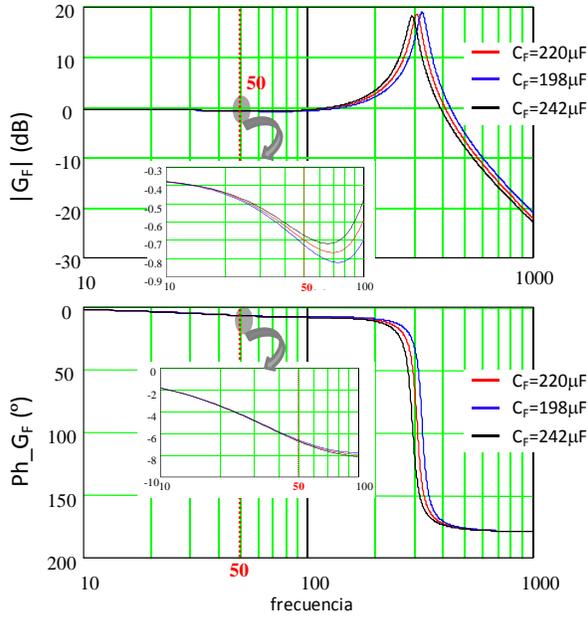


Figura 4.24 Influencia del condensador de filtro  $C_F$  sobre la respuesta en frecuencia del filtro CA, variación del condensador del  $\pm 10\%$  en torno a su valor nominal.  $L_{cc\text{nominal}}=3,3\text{mH}$ ,  $R_{ecc\text{nominal}}=250\text{m}\Omega$ .

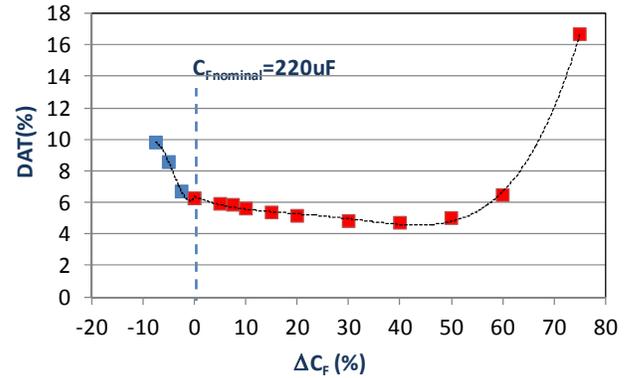


Figura 4.25 Evolución de la DAT frente a la variación del valor de condensador de filtro.  $V_{IN}=1550$ ,  $S_{CA}=109\text{kW}$ ,  $V_{CC}=75\text{V}$ ,  $P_{CC}=50\%$ ,  $P_{CA}=53\text{kW}$ ,  $C_{F\text{nominal}}=220\mu\text{F}$

#### 4.3.1.4 Carga CA, potencia de salida de la fuente de alimentación ( $S_{CA}$ , $\cos\phi$ ) y grado de carga ( $\lambda$ )

Las especificaciones de una fuente de alimentación para servicios auxiliares dependen de la configuración eléctrica del tren que seleccione el fabricante del mismo. De forma que, aunque la tensión de salida nominal es la misma en todos los casos (400V eficaces de línea), la potencia nominal ( $S_{CA}$ ) y el factor de potencia ( $\cos\phi$ ) de la carga CA dependen de la lista de cargas previstas para la fuente de alimentación concreta que se vaya a diseñar. Mayoritariamente, la carga de este tipo de fuentes de alimentación consiste en una serie de motores idénticos en cuanto a potencia y  $\cos\phi$  nominal que se conectan en paralelo. Aunque existe una carga nominal, debe contemplarse la posibilidad de conectar o desconectar motores, lo que modifica la potencia de salida manteniendo constante el  $\cos\phi$  de la carga conectada. Por tanto, la carga conectada en cada momento ( $R_{\text{carga}}$ ,  $L_{\text{carga}}$ ) se puede definir como en (4.30) y (4.31), a partir de la carga nominal ( $R_{c\_nom}$ ,  $L_{c\_nom}$ ) y un parámetro adicional llamado grado de carga ( $\lambda$ ). Donde  $\lambda=1$  corresponde a las condiciones de carga nominal.

$$R_{\text{carga}} = \frac{R_{c\_nom}}{\lambda} \tag{4.30}$$

$$L_{\text{carga}} = \frac{L_{c\_nom}}{\lambda} \tag{4.31}$$

Siendo la potencia demandada por la carga la dada en (4.32).

$$S_{CA} = S_{CA\_nom} \cdot \lambda \tag{4.32}$$

Cada grado de carga considerado modifica la función de transferencia del filtro ( $G_F(j\omega)$ ) como se muestra en la Figura 4.26.

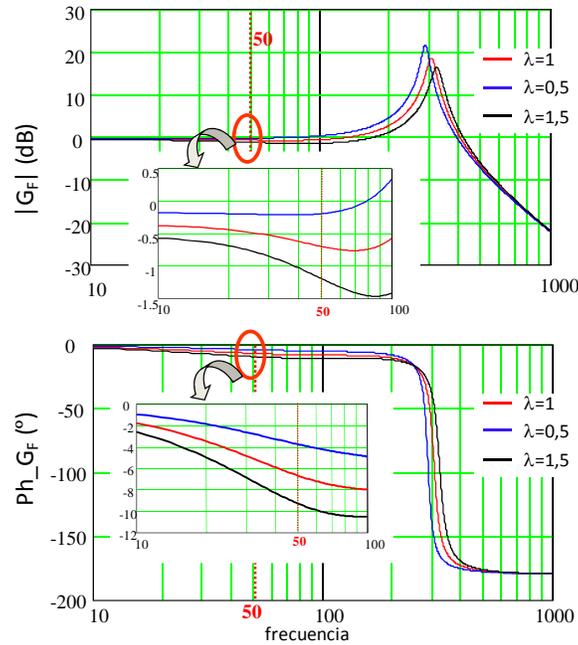


Figura 4.26 Respuesta en frecuencia del filtro CA para distintos grados de carga CA. Incluye detalle a 50Hz.

Por otro lado, atendiendo a las ecuaciones fundamentales de la técnica de cancelación de armónicos dadas en (4.4) y (4.5) y repetidas a continuación en (4.33) y (4.34) por comodidad:

- Armónico fundamental.

$$\vec{v}_{o_{-1}} = V_{o_{-ef}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot e^{j\theta_1} = \vec{v}_{AB_{-1}} \cdot G_F(j \cdot \omega_1) - \vec{i}_{3_{-1}} \cdot G_F(j \cdot \omega_1) \cdot X_F(j \cdot \omega_1) \quad (4.33)$$

- Armónicos impares cancelados.

$$0 = \vec{v}_{AB_{-h}} - \vec{i}_{3_{-h}} \cdot X_F(jh \cdot \omega_1) \quad (4.34)$$

Sobre las ecuaciones (4.33) y (4.34) se observa que la función de transferencia del filtro únicamente afecta a la frecuencia fundamental. Atendiendo al comportamiento a 50Hz de la función de transferencia del filtro (ver Figura 4.26), se observa que el grado de carga afecta tanto al módulo como a la fase del primer armónico. Por ejemplo, si se considera para el cálculo de los cortes la carga nominal ( $\lambda=1$ ) y ésta no se corresponde con la carga conectada en ese momento, se produce una discrepancia respecto a las condiciones en las que se calculan los ángulos que afecta tanto a la fase como al módulo del primer armónico. Dicha discrepancia se refleja en una diferencia en la fase y el módulo de los armónicos de baja frecuencia estimados respecto a los que realmente se están generando, y por consiguiente en una cancelación de armónicos defectuosa.

Como consecuencia, con el fin de poder tener en cuenta los distintos grados de carga posibles y garantizar la correcta cancelación de los armónicos demandados por la carga no lineal, es necesario introducir una variable adicional en la tabla de control que permita seleccionar el patrón de disparo correcto ante distintos grados de carga. Dado que la modificación de la respuesta en frecuencia del filtro provoca una variación de la amplitud de armónico fundamental, esta variación puede ser monitorizada en la tensión de salida y relacionada con el grado de carga. De esta forma mediante un

lazo de realimentación de la tensión de salida, es posible compensar la caída de tensión de primer armónico y garantizar el cumplimiento de las especificaciones de tensión eficaz en el secundario del transformador. Por consiguiente, se mejora la cancelación de armónicos, ya que al corregir la tensión de salida los armónicos estimados para el cálculo del patrón de disparo y los armónicos existentes en el sistema vuelven a ser iguales.

Tanto el funcionamiento de este lazo de realimentación como la construcción de la tabla de control considerando todos los parámetros necesarios ( $V_{IN}$ ,  $I_{CC}$ ,  $V_{CC}$ ,  $\lambda$ ) se abordan en detalle en el apartado 4.5 dedicado a la estructura de control del convertidor.

#### 4.3.2 Influencia de la resistencia serie de la inductancia del filtro de salida del cargador de baterías, $R_{LCC}$

Dentro de los parámetros del cargador de baterías, en este apartado se estudia la influencia de la resistencia serie parásita de la bobina del filtro situado en la salida del cargador de baterías. Como en el caso de la resistencia serie de la bobina CA, el análisis de sensibilidad se estructura en dos partes diferenciadas:

- Robustez de la técnica cuando no se tiene en cuenta el efecto de la resistencia parásita en el proceso de cálculo del patrón de disparo ( $R_{LCC\_nominal}=0$ ).
- Robustez ante variaciones de la resistencia, ante desviaciones del valor de la resistencia respecto al valor nominal considerado ( $R_{LCC\_nominal}\neq 0$ ).

##### *Análisis de sensibilidad de la DAT respecto a la variación de $R_{LCC}$ , cuando $R_{LCC\_nominal}=0$*

Atendiendo a los parámetros del cargador de baterías, la resistencia serie de la bobina del filtro de la salida CC supone el parámetro que puede afectar en mayor medida a los resultados obtenidos al aplicar la técnica de cancelación de armónicos, ya que la caída de tensión en esa resistencia es compensada por el lazo de control del cargador de baterías mediante la modificación del ángulo de disparo de los tiristores, lo que implica que los armónicos de corriente de baja frecuencia demandados por el cargador de baterías difieren de los considerados para el cálculo de los ángulos de disparo. Como consecuencia, no serán cancelados apropiadamente, aumentando la DAT presente en la tensión de salida de la fuente de alimentación.

En la Figura 4.27, se han representado conjuntamente los resultados relativos a la DAT cuando se tienen en cuenta el efecto de la resistencia serie  $R_{LCC}$  en el estimador de la corriente demandada por la carga no lineal, y cuando dicha resistencia no es tenida en cuenta. Sobre dicha figura se observa que cuando la caída de tensión en dicha resistencia no es tenida en cuenta, la DAT obtenida es dependiente del valor de la misma, obteniéndose una DAT creciente con el valor de la resistencia. Ello es debido a que a medida que aumenta la resistencia, aumenta la tensión que cae entre sus bornes y, por lo tanto, el ángulo de disparo se desvía en mayor proporción del ángulo de disparo considerado para el cálculo de los armónicos de baja frecuencia y del patrón de disparo.

Sin embargo, atendiendo a los resultados de DAT mostrados en la Figura 4.27 cuando se tiene en cuenta la  $R_{LCC}$  en el cálculo del ángulo de disparo de los tiristores, y por tanto en el cálculo del patrón de disparo, se observa que la DAT es independiente del valor de resistencia, manteniéndose aproximadamente constante.

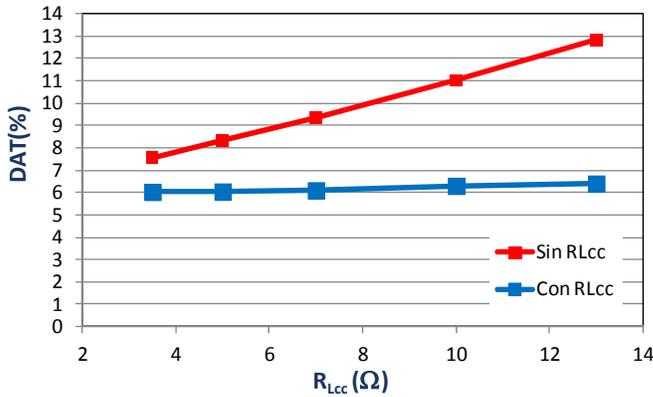


Figura 4.27 Evolución de la DAT frente a la variación resistencia serie de la bobina de filtro de la salida CC,  $R_{Lcc}$  cuando el efecto de dicha resistencia es tenido en cuenta dentro del estimador de la corriente demandada por el cargador (con  $R_{LCC}$ ) y cuando no es tenido en cuenta (sin  $R_{LCC}$ ).  $V_{IN}=1550V$ ,  $S_{CA}=109kVA$ ,  $V_{CC}=75V$ ,  $P_{CC}=50\% \cdot P_{CA}=53kW$ .

*Análisis de sensibilidad de la DAT respecto a la variación de  $R_{ecc}$ , cuando  $R_{ecc\_nominal} \neq 0$*

En este caso, en el estimador utilizado para calcular los armónicos de corriente demandados por el cargador de baterías, incluido en el Anexo A, se ha tenido en cuenta como parámetro la resistencia  $R_{Lcc}$  y se tiene en cuenta la caída de tensión en la misma para el cálculo de los armónicos. El valor de dicha resistencia se puede estimar de forma sencilla mediante la medida de la impedancia en CC de la bobina de filtro. Sin embargo, una vez tenido en cuenta una resistencia  $R_{LCC}$  nominal dentro del estimador, es necesario analizar la sensibilidad que presenta la técnica de modulación ante variaciones de la resistencia real respecto al valor nominal. Para ello se ha realizado un análisis de sensibilidad variando el valor de dicha resistencia alrededor del valor nominal utilizado para el cálculo de los ángulos de disparo. En la Figura 4.28 a) y b) se representa la evolución de la DAT ante variaciones porcentuales de la resistencia serie de la bobina del filtro de la salida CC considerando dos valores de resistencia nominal  $5m\Omega$  y  $10m\Omega$ , respectivamente. En ambos casos se observa que la influencia de la variación de dicho valor de resistencia es poco significativa incluso ante variaciones que supone un 30% respecto al valor nominal.

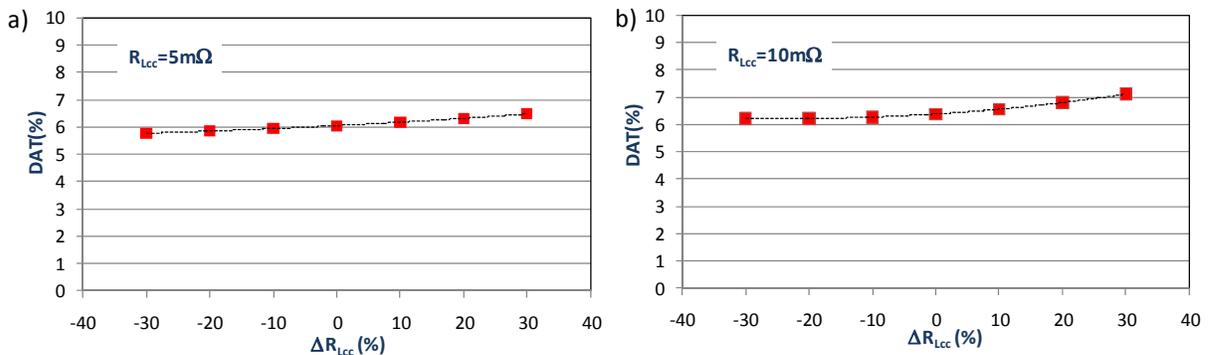


Figura 4.28 Evolución de la DAT frente a la variación del valor de la resistencia serie de la bobina de filtro de la salida CC,  $R_{Lcc}$   $V_{IN}=1550V$ ,  $S_{CA}=109kVA$ ,  $V_{CC}=75V$ ,  $P_{CC}=50\% \cdot P_{CA}=53kW$ . a)  $R_{Lcc}$  nominal= $5m\Omega$ , b)  $R_{Lcc}$  nominal= $10m\Omega$ .

Por tanto, una vez tenida en cuenta una estimación de la tensión sobre la resistencia  $R_{LCC}$  en el estimador de corriente, las posibles variaciones que se produzcan alrededor del valor nominal considerado no suponen una variación significativa de la DAT.

## 4.4 Espacio de soluciones factibles de la técnica de cancelación de armónicos

A lo largo del presente capítulo se ha descrito el proceso analítico necesario para la determinación de los ángulos de disparo necesarios para implementar la técnica de modulación propuesta, cancelación de armónicos. Dada la necesidad de resolver un sistema de ecuaciones trascendentes para la obtención de los ángulos de disparo, cabe la posibilidad de que no todas las combinaciones posibles de rangos de variación y parámetros físicos de la fuente de alimentación permitan obtener una solución para el patrón de disparo. Por tanto, es conveniente evaluar el espacio de soluciones factibles y determinar el peor punto de trabajo en términos de existencia de solución, con objeto de garantizar la correcta cancelación de armónicos para todo el rango de operación de la fuente de alimentación auxiliar considerada. Para ello, se va a considerar una fuente de alimentación de servicios auxiliares previamente diseñada, dado que todos los parámetros físicos deben conocerse a priori para poder llevar a cabo la determinación de los patrones de disparo.

El punto de operación de la fuente de alimentación no es único, sino que existen rangos de variación de distintas magnitudes del sistema que imponen una amplia variedad de puntos de trabajo posibles. Los rangos de variación a tener en cuenta son los siguientes:

- Tensión de entrada del inversor proveniente de la catenaria,  $V_{IN}$

La tensión de entrada del inversor no es constante sino que varía dentro de un rango bastante amplio, como se ha descrito en el capítulo 1. En el caso concreto contemplado, para una tensión nominal de 1500V el rango de variación comprende desde 1000V a 1800V.

- Tensión de salida CC del cargador de baterías,  $V_{CC}$

La tensión de salida del cargador de baterías tiene un rango de variación alrededor del valor nominal de la tensión de la batería. Para una batería de 96V nominales, el rango de variación comprende desde 72V a 120V.

- Potencia de salida del cargador de baterías,  $P_{CC}$

Dicha potencia se define como un porcentaje de la potencia CA nominal ( $\%P_{CA}$ ) y puede variar hasta un 50% de la potencia nominal:

$$P_{CC} = \%P_{CA} \cdot P_{CA} \quad (4.35)$$

Dado que existen tres posibles rangos de variación involucrados, a lo largo de los siguientes párrafos se ilustra la influencia de cada uno de ellos sobre el espacio de soluciones propio de la fuente de alimentación auxiliar descrita previamente en la Tabla 4-II.

En la Figura 4.29 se representa, para ilustrar a modo de ejemplo el espacio de soluciones, la evolución de los ángulos de disparo frente al rango de la tensión de entrada ( $V_{IN}$ ) para una implementación de 7 cortes, es decir 14 ángulos de disparo por semiperiodo de la frecuencia fundamental. Se observa que en todos los casos tienden a juntarse a medida que la tensión de entrada se reduce, estrechando los pulsos hasta que no se encuentra una solución factible. Por tanto existe un límite inferior para el espacio de soluciones que viene impuesto por la tensión de entrada del inversor.

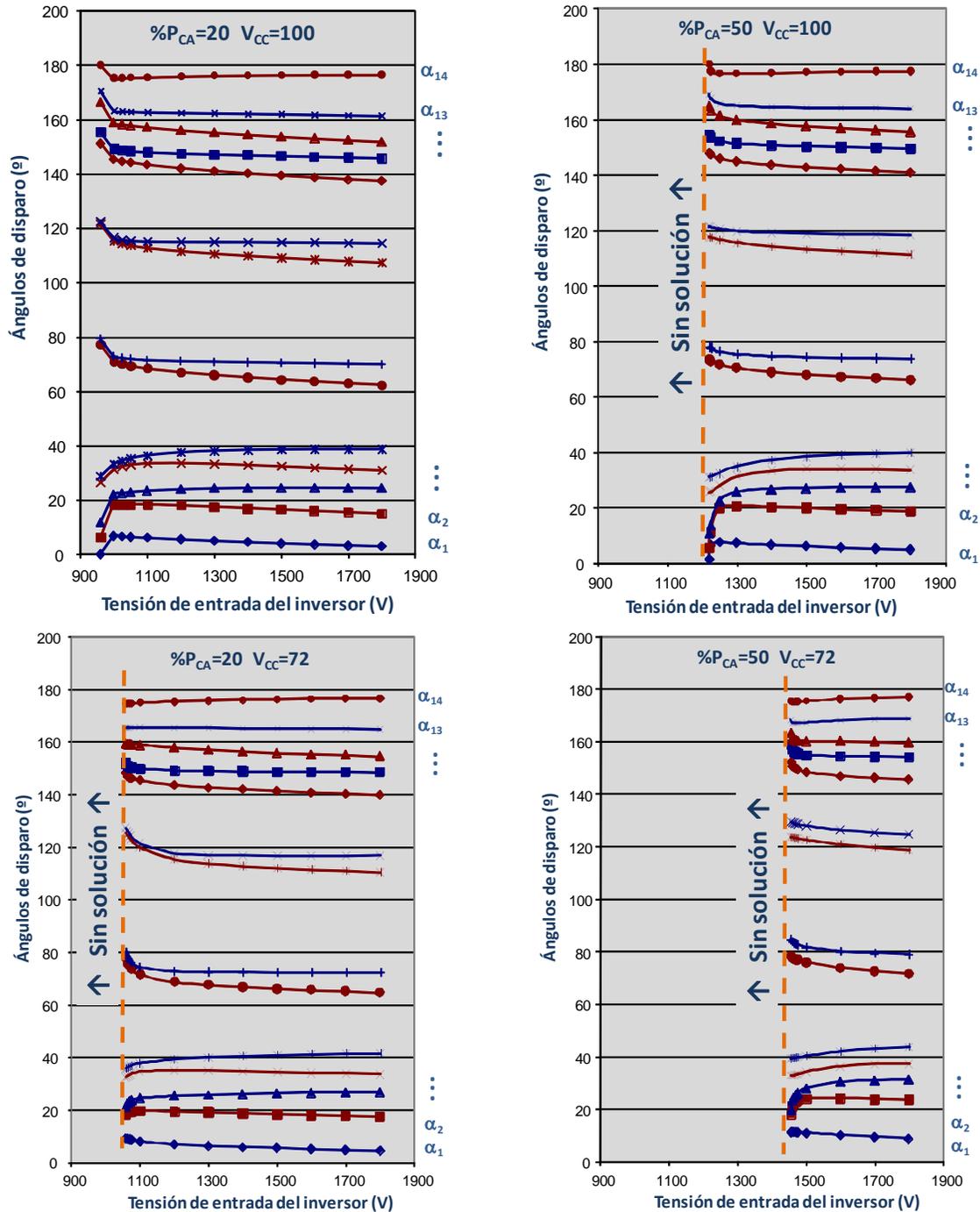


Figura 4.29 Evolución de los ángulos de disparo de los IGBTs frente a la tensión de entrada del inversor, para cuatro puntos de trabajo distintos del cargador de baterías.

Además, la tensión mínima necesaria en la entrada del inversor para garantizar la existencia de solución depende del punto de trabajo del cargador de baterías ( $\%P_{CA}$ ,  $V_{CC}$ ) de la siguiente forma:

- Para una tensión dada en la salida del cargador de baterías, la tensión mínima requerida en la entrada del inversor aumenta a medida que aumenta la potencia de salida del cargador.

- Para una potencia de salida dada, la tensión mínima aumenta a medida que la tensión de salida del cargador disminuye.

Es decir, dado que la relación entre potencia de salida y tensión del salida en el cargador de baterías impone la corriente demandada por el cargador, entonces se puede decir que a medida que la corriente demandada por el cargador aumenta, la tensión mínima necesaria en la entrada del inversor para garantizar la cancelación de armónicos aumenta también. Dado que la DAT presente en la salida debida al funcionamiento del cargador de baterías se debe a la caída de tensión que provoca la corriente demandada por el mismo sobre la bobina de filtro, el contenido armónico de baja frecuencia a cancelar aumentará a medida que aumente la corriente demandada por el cargador de baterías.

En términos de potencia demandada en la carga CA, el peor punto de trabajo en términos de existencia de solución corresponde a la máxima potencia demandada por dicha carga. En este caso, la demanda de corriente es máxima y, por lo tanto, las caídas de tensión parásitas también lo serán, siendo necesario que el inversor genere un primer armónico de mayor amplitud para compensarlas y garantizar que la tensión de salida sigue siendo la dada por las especificaciones.

En este sentido, se ha observado que el punto de trabajo más crítico en cuanto a la existencia de solución para la técnica de cancelación de armónicos corresponde a:

- Tensión de entrada del inversor mínima.
- Potencia de salida máxima en el cargador de baterías.
- Tensión mínima de salida en el cargador de baterías.
- Máxima potencia demandada por la carga CA.

Si se garantiza la existencia de solución en este punto de trabajo, entonces existe solución para la técnica de cancelación de armónicos en todo el rango de operación de la fuente de alimentación de servicios auxiliares.

#### 4.4.1 Influencia de los parámetros de diseño sobre el espacio de soluciones

Es importante considerar que existe un espacio de solución distinto para cada diseño de la fuente de alimentación, debido a que el espacio de soluciones no sólo depende de los rangos de operación de la fuente de alimentación, sino también de los parámetros de diseño. Por consiguiente, si se tiene en cuenta la necesidad de existencia de solución en la etapa de diseño, es posible realizar un diseño de la fuente de alimentación que garantice un espacio de soluciones apropiado.

Dado que el parámetro limitante del espacio de soluciones es la caída de tensión en la bobina de filtro debida a la corriente demandada por la carga no lineal, los parámetros de diseño que afectan al valor de dicha tensión son fundamentalmente dos: la bobina de filtro y su resistencia serie ( $L_F$ ,  $R_{ecc}$ ) y la relación de transformación primario-terciario ( $N_3/N_1$ ).

##### *Bobina de filtro y su resistencia serie ( $L_F$ , $R_{ecc}$ )*

Para una determinada corriente demandada por el cargador de baterías, el tamaño de la bobina del filtro CA,  $L_F$ , y de la resistencia serie afecta directamente al tamaño de los armónicos de baja frecuencia que deben ser cancelados mediante la modulación del inversor. Por tanto, cuanto menor sea dicha impedancia menor será el tamaño de los armónicos a cancelar y por tanto el espacio de soluciones se amplía.

Si se representa la tensión mínima necesaria para distintos puntos de trabajo del cargador de baterías y varios valores de bobina de filtro (ver Figura 4.30), se observa que:

- Para una tensión de salida del cargador, la tensión mínima necesaria aumenta a medida que aumenta la potencia de salida del cargador, para cualquier valor de la bobina de filtro.
- A medida que aumenta el valor de la bobina de filtro, aumenta la tensión mínima necesaria, para todos los puntos de trabajo del cargador de baterías.

Por tanto, con objeto de minimizar la caída de tensión en la bobina de filtro y la resistencia asociada, es necesario que dicha impedancia sea lo menor posible. Como consecuencia, durante la etapa de diseño la bobina de filtro debe ser elegida como un compromiso entre las necesidades de filtrado de salida de la  $DAT_{AF}$  y la necesidad de garantizar la existencia de solución en todo el rango de operación de la fuente de alimentación de servicios auxiliares.

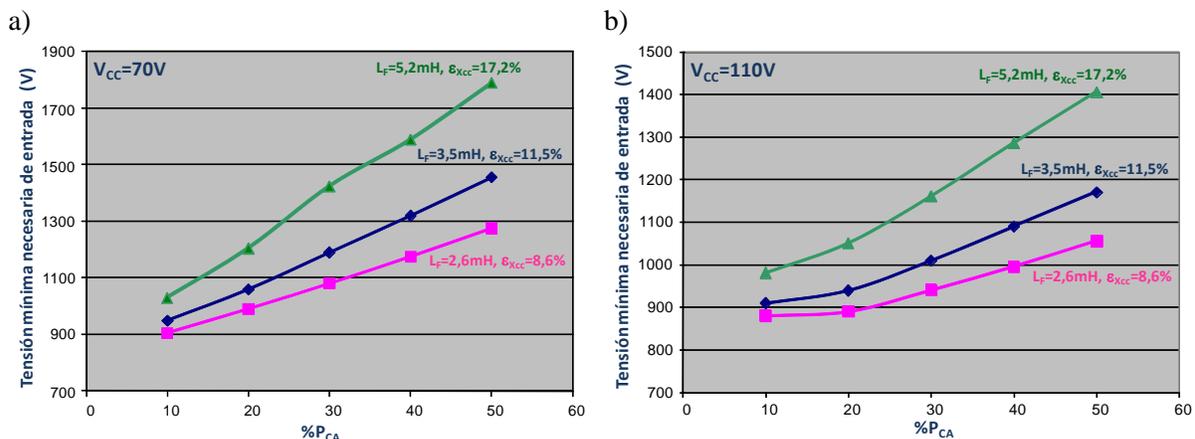


Figura 4.30 Tensión mínima necesaria en la entrada del inversor para garantizar la existencia de solución factible para la técnica de cancelación de armónicos frente a la potencia de salida del cargador de baterías, para dos tensiones de salida del cargador distintas: a)  $V_{CC}=70V$ , b)  $V_{CC}=110V$ .

### Relación de transformación primario-terciario ( $N_3/N_1$ )

Por otro lado, la relación de transformación primario-terciario afecta al módulo de los armónicos de baja frecuencia al reflejarse en el primario a través del transformador. Por tanto, cuanto menor sea dicha relación de transformación menor será su impacto sobre la DAT para unas condiciones de funcionamiento determinadas del cargador de baterías.

Sin embargo, es necesario tener en cuenta que la relación primario-terciario no puede ser reducida por debajo de un cierto valor mínimo impuesto por la capacidad de regulación necesaria en el cargador de baterías. El cálculo del límite inferior de dicha relación de transformación se basa en considerar las caídas de tensión parásitas que afectan a la tensión de salida del cargador y que deben ser compensadas por el lazo de control del mismo. El esquema del rectificador controlado que implementa el cargador de baterías, considerando los elementos que provocan caídas de tensión parásitas se encuentra en la Figura 4.31.

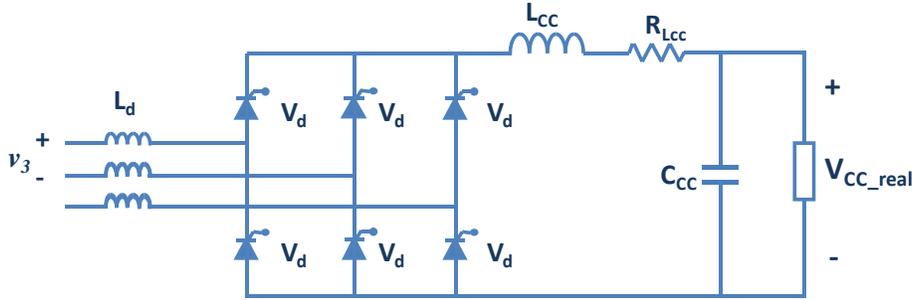


Figura 4.31 Esquema del rectificador trifásico controlado de onda completa que implementa el cargador de baterías.

Debido a las caídas de tensión en los distintos elementos del rectificador, la tensión real no se corresponde con la tensión ideal dada por la ecuación (4.36) en la que no se contempla el efecto de las caídas de tensión parásitas. Sino que la tensión real viene dada realmente por (4.37).

$$V_{CC\_ideal} = \frac{3}{\pi} \cdot Vp_3 \cdot \cos(\alpha) \quad (4.36)$$

$$V_{CC\_real} = V_{CC\_ideal} - (\Delta V_C + \Delta V_R + \Delta V_d) \quad (4.37)$$

Donde:

$Vp_3$  Tensión de pico de la tensión de línea en el terciario del transformador.

$$Vp_3 = V_{o\_ef} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{N_3}{N_1} \quad (4.38)$$

$\Delta V_C$  Efecto de solape de la conducción de los tiristores debido a la inductancia de dispersión ( $L_d$ ):

$$\Delta V_C = 6 \cdot f_{fundamental} \cdot L_d \cdot I$$

$\Delta V_R$  Caída de tensión en la resistencia parásita de la bobina ( $R_{Lcc}$ ):

$$\Delta V_R = R_{Lcc} \cdot I$$

$\Delta V_d$  Caída de tensión debida a la caída de tensión directa en los tiristores ( $V_d$ ):

$$\Delta V_d = 2 \cdot V_d$$

Dado que el valor de pico de la tensión de línea que alimenta el rectificador ( $Vp_3$ ) viene impuesto por la tensión eficaz de línea en el secundario dada por las especificaciones, según la expresión (4.38), la tensión de salida real es conocida y regulada, y el rango de disparo de los tiristores es de  $0^\circ$  a  $90^\circ$ . Si se fija un ángulo de disparo nominal ( $\alpha_{nom}$ ) (por ejemplo centrado en dicho intervalo para garantizar la capacidad de regulación en ambos sentidos), y se combinan las ecuaciones (4.36), (4.37) y (4.38) posible despejar la ecuación (4.39) que determina el valor mínimo de la relación de transformación primario-terciario.

$$n_{13\_min} = \frac{N_3}{N_1} = \frac{V_{CC\_real} + (\Delta V_C + \Delta V_R + \Delta V_d)}{V_{O\_ef} \cdot \cos(\alpha_{nom})} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{\pi \cdot \sqrt{3}}{3 \cdot \sqrt{2}} \quad (4.39)$$

Por consiguiente, a pesar de que para favorecer el espacio de existencia de solución es conveniente reducir la relación de transformación primario-terciario, ésta presenta un límite inferior impuesto por la capacidad de regulación necesaria en el cargador de baterías que ha de ser respetado.



## 4.5 Estructura de control del convertidor

El filtro de entrada, necesario en este tipo de fuentes de alimentación, presenta un ancho de banda muy pequeño, típicamente entre 10 y 15Hz. Como consecuencia, el filtro de entrada es el elemento que impone la dinámica de todo el sistema, que puede considerarse cuasi-estático. Dicho carácter cuasi-estático del sistema considerado permite utilizar un control basado en patrones de disparo calculados *off-line* y guardados en módulos de memoria en forma de tabla de control.

Cuando se considera un sistema ideal, basta la utilización de lazos de tipo *feed-forward* para seleccionar el patrón apropiado en cada momento a partir de la medida de la tensión de entrada ( $V_{IN}$ ), y de la corriente ( $I_{CC}$ ) y tensión ( $V_{CC}$ ) de salida del cargador de baterías. Sin embargo, la presencia en el sistema de caídas de tensión parásitas y de variaciones de la carga CA implica la necesidad de un lazo de realimentación que garantice el cumplimiento de las especificaciones en términos de tensión de salida CA. Ello implica la necesidad de incluir en la tabla de control el efecto del grado de carga ( $\lambda$ ), con objeto de controlar el primer armónico y de garantizar la correcta cancelación de los armónicos de baja frecuencia, como se ha descrito en el apartado 0.

### 4.5.1 Construcción de la tabla de control

La tabla de control es una *lookup table* en la que se almacenan los patrones de disparo que permiten garantizar la tensión de salida impuesta por las especificaciones así como la correcta cancelación de los armónicos de baja frecuencia debidos al funcionamiento de una carga no lineal. En el caso considerado en esta tesis, el cargador de baterías.

Cada patrón de disparo almacenado en la tabla de control corresponde a un punto de trabajo del sistema, y cada punto de trabajo queda definido por cuatro variables:

- $V_{IN}$  Tensión de alimentación del inversor, proveniente de la catenaria.
- $I_{CC}$  Corriente media de salida del cargador de baterías.
- $V_{CC}$  Tensión media de salida del cargador de baterías.
- $\lambda$  Grado de carga CA.

Dado el carácter discreto de la tabla de control, es necesario discretizar los rangos de funcionamiento de la fuente de alimentación asumiendo un cierto error en el resultado final como consecuencia de este proceso de discretización. Por tanto, es necesario establecer el incremento a utilizar para cada una de las variables implicadas como un compromiso entre el tamaño de la tabla de control, y por tanto la capacidad de memoria necesaria para almacenarla, y la precisión deseada en la generación del primer armónico y en la cancelación de los armónicos de baja frecuencia.

#### 4.5.1.1 Determinación del paso de discretización de cada variable de la tabla de control

Dado que la tabla de control almacena de forma discreta patrones de disparo correspondientes a distintos puntos de operación, es necesario establecer el paso de discretización de cada una de las variables que definen el punto de operación. El paso máximo de cada variable considerada en la tabla de control debe ser un compromiso entre la precisión deseada y el tamaño final de la tabla.

En este aspecto, dado que las especificaciones de la tensión de salida de la fuente de alimentación fijan tanto el valor eficaz de la misma como su DAT máxima, es necesario tener en cuenta la precisión admisible en ambos aspectos:

- Desde el punto de vista de la tensión de salida, al tratarse de un sistema en bucle cerrado, el valor eficaz de la tensión de salida no debería desviarse de su valor nominal. Sin embargo, el lazo de control incluye una zona muerta para evitar la aparición de ciclos límite debidos a la discretización de las variables de control, como se explica en detalle en el apartado 4.5.2.1.

Como consecuencia de esta zona muerta, se admite como válida una desviación del  $\pm 1\%$  de la tensión eficaz de salida respecto a su valor nominal. Es decir, cuando la tensión de salida se encuentre comprendida entre  $400V \pm 4V$ , el control no realiza ninguna acción correctora, operando en este margen de tensión de forma equivalente a la operación en bucle abierto. Por lo tanto, para la discretización de aquellas variables que afectan a la tensión de salida, el paso de discretización no debe suponer un incremento de la tensión de salida mayor que 4V eficaces.

- Desde el punto de vista de DAT, se asume como paso de discretización máximo aquel que no suponga un incremento en DAT, respecto a la obtenida cuando se calcula el patrón de disparo exacto, mayor que el 1%.

Para ello, se ha llevado un estudio mediante simulación en el que se calcula el patrón de disparo para unas determinadas condiciones y se utiliza para obtener mediante simulación la DAT en esas mismas condiciones, siendo este valor la DAT de referencia.

Una vez determinada la DAT de referencia, se realiza un procedimiento similar a un análisis de sensibilidad en el que se mantienen constantes todos los elementos de la fuente de alimentación, incluido el patrón de disparo, y se incrementa/decrementa el valor de la variable considerada, por ejemplo  $V_{IN}$ . Para cada incremento considerado se comprueba si el  $\Delta DAT$  obtenido respecto a la DAT de referencia cumple el criterio establecido ( $\Delta DAT < 1\%$ ). Siendo el paso máximo de discretización el incremento sufrido por la variable bajo estudio (por ejemplo,  $\Delta V_{IN}$ ) en el que el  $\Delta DAT$  obtenido es igual al 1% respecto a la DAT de referencia.

### *Paso de discretización de la tensión de entrada del inversor, $V_{IN}$*

En el caso de la tensión de entrada del inversor, para establecer el paso de discretización, debe ser tenida en cuenta su influencia tanto sobre el valor eficaz de la tensión de salida como sobre la DAT.

Atendiendo al efecto de la variación de la tensión eficaz de salida por efecto de la discretización de la tensión de alimentación del inversor, esta relación se determina a partir de la relación entre la tensión eficaz de salida ( $V_{o\_ef}$ ) y la amplitud del primer armónico de la tensión de salida del inversor en el punto medio de la rama A ( $V_{pA0\_1}$ ) del inversor (4.40); y de la ganancia del inversor, dada por la relación entre la amplitud del primer armónico en el punto medio de la rama A y la tensión de alimentación del inversor (4.41).

$$V_{o\_ef} = \frac{3 \cdot V_{pA0\_1} \cdot N_2}{\sqrt{2} \cdot N_1} \quad (4.40)$$

$$G_{inv} = \frac{\pi \cdot V_{p_{A0\_1}}}{2 \cdot V_{IN}} \tag{4.41}$$

Combinando ambas expresiones en (4.42), se observa el incremento de tensión eficaz debido al paso de discretización de la tensión de alimentación del inversor ( $\Delta V_{IN}$ ) es directamente proporcional a la ganancia del inversor al armónico fundamental y, como consecuencia, el incremento sufrido por la tensión eficaz será máximo para la máxima ganancia del inversor.

$$\Delta V_{o\_ef} = \frac{3}{\sqrt{2}} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \Delta V_{p_{A0\_1}} = \frac{3}{\sqrt{2}} \cdot \frac{N_2}{N_1} \left( \frac{2 \cdot \Delta V_{IN}}{\pi} \cdot G_{inv} \right) \tag{4.42}$$

Por lo tanto, para garantizar que el error en la tensión eficaz no supera el  $\pm 1\%$  en todo el rango de operación de la tensión de entrada, la expresión (4.42) debe ser evaluada para la ganancia máxima del inversor, que corresponde a la tensión mínima de entrada dada por el rango de variación de la misma ( $V_{IN_{min}}=1000V$ ,  $G_{inv_{max}}=0,686$ ). En estas condiciones, a partir de la expresión (4.42) se deduce el paso de discretización de la tensión de entrada, cuya expresión es la dada en (4.43).

$$\Delta V_{IN} = \frac{\pi \cdot N_1 \cdot \sqrt{2} \cdot \Delta V_{o\_ef}}{6 \cdot N_2 \cdot G_{inv_{max}}} \tag{4.43}$$

Siendo el  $\Delta V_{IN}$  máximo para la discretización de la tabla de control de 11V. El cual corresponde a un 0,7% de la tensión nominal de entrada.

$$\Delta V_{IN\_MAX} = 11V$$

$$\Delta V_{IN\_MAX} = 0,7\% \cdot V_{IN\_nom}$$

En la Figura 4.32 se representa un ejemplo de los resultados obtenidos mediante simulación con objeto de determinar el paso de discretización del rango de variación de la tensión de entrada. En dicha figura se marca el punto considerado para el cálculo de los ángulos con un triángulo ( $\blacktriangle$ ) y se representan las desviaciones a ambos lados de dicha tensión. Aquellas desviaciones en las que el criterio  $\Delta DAT < 1\%$  se cumple se han marcado con el símbolo  $\checkmark$  mientras que aquellas que no lo cumplen aparecen marcadas con el símbolo  $\times$ .

En el ejemplo de la Figura 4.32 se han incluido los resultados obtenidos considerando dos tensiones de entrada distintas para el cálculo del patrón de disparo. En ambos casos se observa que el efecto de la variación de la tensión respecto al punto considerado para el cálculo de los ángulos no es simétrico en cuanto al aumento de la DAT, permitiendo una mayor desviación hacia valores de tensión mayores (25V) que en sentido contrario (5V).

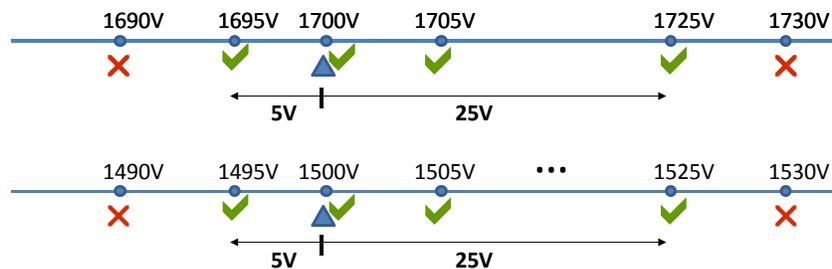


Figura 4.32 Ejemplo de la determinación del paso de discretización del rango de tensión de entrada del inversor,  $V_{IN}$ .

Dado que el máximo error admisible en la tensión eficaz de salida impone un paso de discretización de la tensión de entrada  $\Delta V_{IN}=11V$ , para garantizar el cumplimiento de la condición relativa al incremento de DAT admisible con dicho paso de discretización, el sistema de control selecciona siempre el patrón de disparo almacenado en la tabla de control correspondiente a la tensión de entrada inmediatamente inferior a la tensión real medida en la entrada del inversor.

### Paso de discretización de la tensión de salida del cargador de baterías, $V_{CC}$

En el caso de la tensión de salida del cargador de baterías, este parámetro no tiene influencia directa sobre la tensión eficaz de salida, por tanto el único criterio cuyo cumplimiento se debe garantizar es el relativo al incremento de la DAT.

El procedimiento empleado para la discretización de la tensión de salida del cargador es el mismo que en el caso anterior. En este caso, algunos ejemplos de las simulaciones realizadas se muestran en la Figura 4.33, sobre la que se observa que el incremento de DAT se mantiene inferior al 1% siempre que el paso de discretización de dicha tensión de salida sea inferior a 2V. Por tanto, se establece como paso máximo de discretización de dicha tensión un valor de 2V, que corresponde a un 2% de la tensión nominal de salida del cargador de baterías.

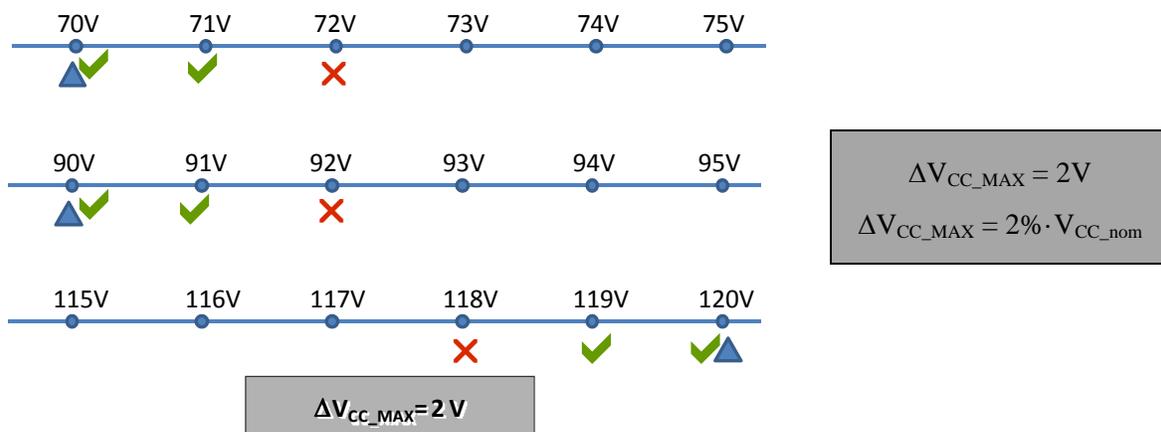


Figura 4.33 Ejemplo de la determinación del paso de discretización del rango de tensión salida del cargador de baterías,  $V_{CC}$ .

### Paso de discretización de la corriente de salida del cargador de baterías, $I_{CC}$

De la misma manera que en el caso de la tensión de salida del cargador de baterías, la corriente de salida del mismo no afecta a la tensión eficaz de salida y, por lo tanto, para establecer el paso de discretización de la misma únicamente es necesaria garantizar el cumplimiento de la condición relativa al máximo incremento admisible de la DAT.

En cuanto a la corriente de salida del cargador de baterías, no se define en las especificaciones ningún rango relativo a dicha corriente. El rango definido corresponde a la potencia de salida de dicho cargador, que puede variar entre el 1% y el 50% de la potencia nominal de la salida CA. Por tanto, es el rango de potencia el que se discretiza y, a partir de la potencia ( $P_{CC}$ ) y de la tensión de salida del cargador ( $V_{CC}$ ) se establece el valor de corriente que corresponde y que sirve como una de las variables de entrada para la identificación del patrón dentro de la tabla. Dado que la potencia de salida del cargador ( $P_{CC}$ ) se define como un porcentaje de la potencia CA nominal ( $\%P_{CA}$ ), el paso de discretización del rango de potencia de salida se define también en términos porcentuales

( $\Delta\%P_{CA}$ ). La relación entre potencia y corriente es conocida y corresponde a la expresión (4.44).

$$I_{CC} = \frac{P_{CC}}{V_{CC}} = \frac{\%P_{CA} \cdot P_{CA}}{V_{CC}} \quad (4.44)$$

Así mismo, en la Figura 4.34 se proporciona un ejemplo de los resultados de simulación obtenidos para determinar el paso de discretización. En todos los casos, la tensión pico de alimentación del cargador de baterías ( $V_{p3}$ ) se ha mantenido constante.

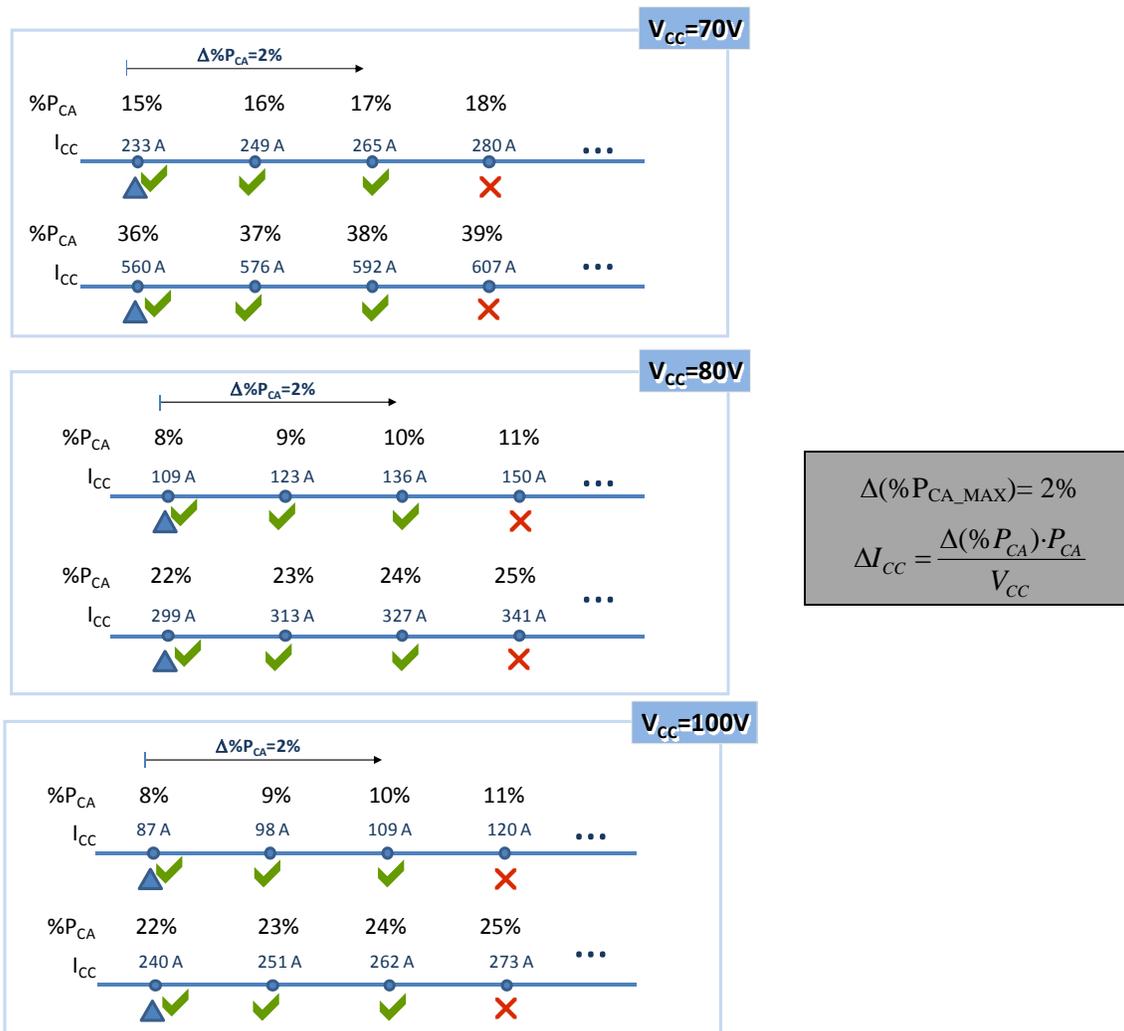


Figura 4.34 Ejemplo de la determinación del paso de discretización del rango de potencia de salida del cargador de baterías, y su correspondencia en corriente de salida del cargador de baterías, I<sub>CC</sub>.

### Paso de discretización del grado de carga, λ

Como se ha explicado previamente en el apartado 0, el parámetro λ se ha utilizado para escalar la potencia demandada por la carga respecto a las condiciones nominales, según la expresión (4.45). En dicho apartado se describe cómo la variación de la carga conectada en la salida CA modifica la función de transferencia del filtro, así como que dicha función de transferencia únicamente afecta al primer armónico generado. La modificación de la ganancia del filtro a la frecuencia fundamental

con el grado de carga se refleja en la modificación de la tensión eficaz de salida.

$$S_{CA} = S_{CA\_nom} \cdot \lambda \quad (4.45)$$

Si se considera el grado de carga  $\lambda=1$  correspondiente a la carga nominal, y se representa el incremento de ganancia del filtro a 50Hz obtenido para cada incremento de  $\lambda$  (ver Figura 4.35), se observa una relación lineal entre ambas. Así mismo, cada incremento de ganancia a 50Hz en el filtro se traduce en una variación de la tensión de salida en lazo abierto y, por lo tanto, existe una relación entre la variación del grado de carga ( $\Delta\lambda$ ) y la variación de la tensión eficaz de salida ( $\Delta V_{o\_eff}$ ), dicha relación es lineal y se representa en la Figura 4.36.

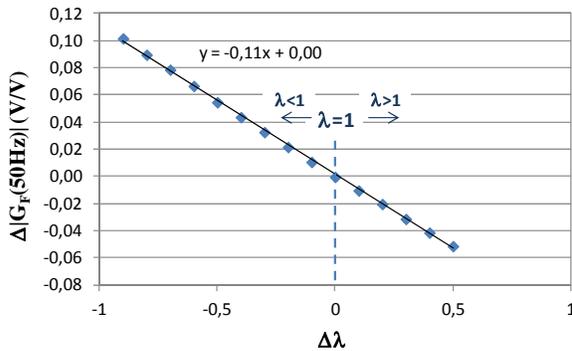


Figura 4.35 Incremento de la ganancia del filtro a 50Hz frente al incremento del grado de carga.

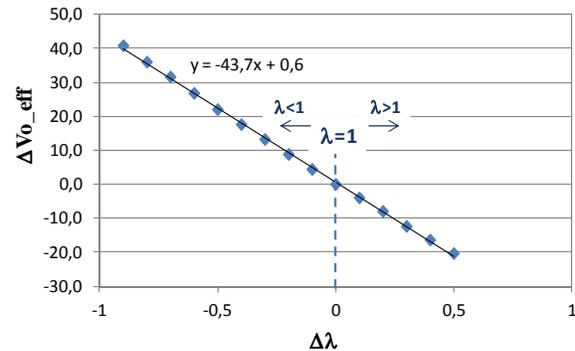


Figura 4.36 Incremento de la tensión de salida frente al incremento del grado de carga.

Siendo la pendiente que relaciona el incremento de tensión eficaz en la salida respecto al incremento del grado de carga la pendiente dada en (4.46).

$$\frac{\Delta V_{o\_eff}}{\Delta\lambda} = -43,7 \quad (4.46)$$

Atendiendo a dicha pendiente y considerando como desviación máxima de la tensión de salida un 1% respecto al valor nominal de 400V, el máximo paso de discretización del grado de carga será:  $\Delta\lambda_{max}=0,1$ . Si se tienen en cuenta que para la potencia CA nominal en la carga  $\lambda$  es igual a uno,  $\Delta\lambda_{max}=0,1$  corresponde a variaciones de la potencia de la carga CA conectada del 10% respecto a la potencia nominal en la carga CA.

Además de garantizar la condición relativa a la máxima desviación admisible respecto a la tensión de salida, es necesario garantizar que la DAT se mantiene dentro de los márgenes establecidos. En este aspecto, en la Figura 4.37 se muestran un ejemplo del cumplimiento de dicha condición grados de carga distintos. En ambos casos, el efecto de la variación del grado de carga respecto al considerado para el cálculo de los ángulos de disparo, es asimétrico. Con objeto de garantizar el cumplimiento simultáneo de la condición de tensión y de la condición de DAT, y dado que el sistema de control selecciona siempre el patrón almacenado en la tabla correspondiente al grado de carga inmediatamente inferior al valor proporcionado por el lazo de control, se establece como paso máximo de discretización  $\Delta\lambda_{MAX}=0,1$ .

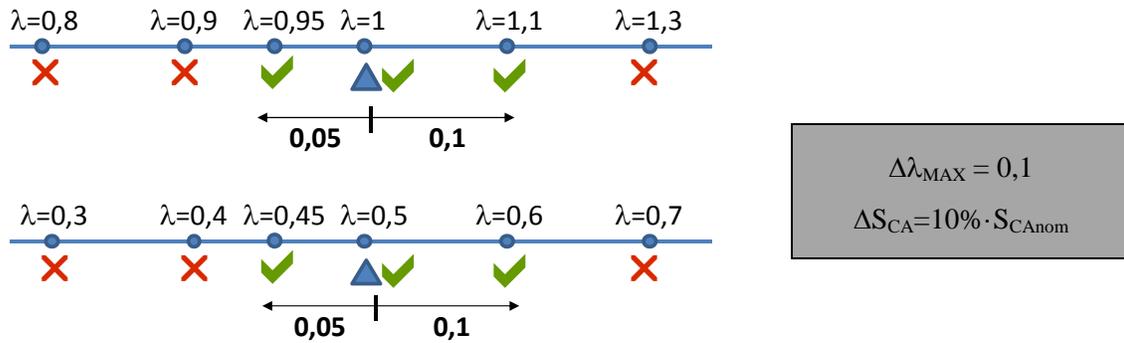


Figura 4.37 Ejemplo de la determinación del paso de discretización del grado de carga para cumplir la condición de  $\Delta DAT < 1\%$ .

#### 4.5.1.2 Obtención de los patrones de disparo e implementación de la tabla de control

Una vez determinados los pasos de discretización de las distintas variables implicadas en la tabla de control, es necesario implementar la tabla de control que contiene los patrones de disparo de forma que contenga patrones de disparo apropiados para todos los posibles puntos de trabajo dentro de los rangos de operación de la fuente de alimentación auxiliar.

Para ello, es necesario calcular un patrón de disparo para cada punto de trabajo y almacenarlo en la tabla de control. Este proceso se lleva a cabo mediante un bucle que evalúa la hoja de cálculo para distintos puntos de trabajo según el diagrama de flujo de la Figura 4.38 y almacena de forma ordenada dichos patrones para su posterior utilización en el control de la fuente de alimentación. La ordenación de los patrones de disparo dentro de la tabla de control no es un aspecto crítico, únicamente debe ser tenido en cuenta dentro del algoritmo de control para la correcta selección del patrón de disparo a partir de las magnitudes medidas sobre la fuente de alimentación

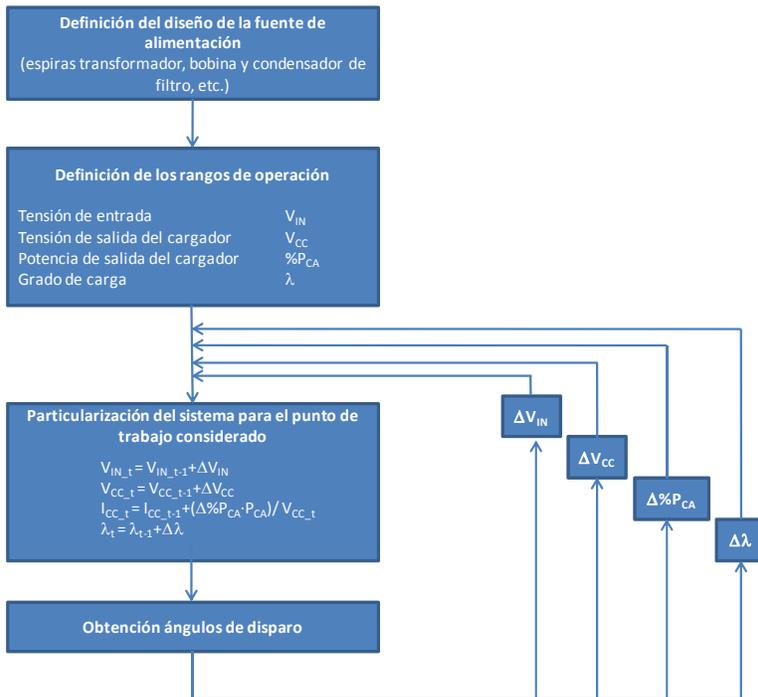


Figura 4.38 Diagrama de flujo simplificado de la obtención de los patrones de disparo contenidos en la tabla de control.

Si se consideran los pasos de discretización obtenidos en el apartado 4.5.1.1, en la Tabla 4-VI

se resume el número de casos necesarios para discretizar cada uno de los rangos.(4.46)

Tabla 4-VI Discretización de los rangos de funcionamiento de la fuente de alimentación para servicios auxiliares.

	Rango	Valor absoluto del incremento	Nº valores (NV)
$V_{IN\_MAX}$	1000-1800	$\Delta V_{IN\_MAX} = 11V$	73
$V_{CC\_MAX}$	70-120	$\Delta V_{CC\_MAX} = 2V$	25
$\%P_{CA\_MAX}$	1%-50%	$\Delta \%P_{CA\_MAX} = 2\%$	25
$\lambda_{MAX}$	0-1,5	$\Delta \lambda = 0,1$	15

A partir del número de casos necesarios para cada rango de funcionamiento, se puede calcular el número de patrones que es necesario almacenar mediante la expresión (4.47), siendo el número total de patrones para este caso 684375.

$$N^{\circ} \text{ filas} = NV_{VIN} \cdot NV_{VCC} \cdot NV_{\%PCA} \cdot NV_{\lambda} = 684375 \quad (4.47)$$

Dado que la cancelación de armónicos presenta simetría de media onda, únicamente es necesario almacenar los ángulos de disparo correspondientes al primer semiperiodo, ya que el segundo semiperiodo se genera mediante simetría.

Por otro lado, como se describe en el apartado 4.6.1.2, en la tabla no se almacena directamente el ángulo de disparo sino el número de ciclos de reloj entre dos flancos de disparo consecutivos. Por tanto, si se considera una implementación de N cortes, un semiperiodo requiere calcular 2N instantes de disparo que se traducen en (2N+1) incrementos entre instantes de disparo en ciclos de reloj (pulsos de disparo). En cuanto a la capacidad de memoria necesaria para almacenar cada uno de estos pulsos, ésta se relaciona con la precisión necesaria para la generación de los pulsos de disparo.

Dado que la técnica de cancelación de armónicos es una técnica que no tiene frecuencia de conmutación constante, es muy difícil estimar el ancho de pulso máximo que será necesario almacenar. A efectos de estimación de la capacidad de almacenamiento necesaria, se considera un ancho de pulso máximo a almacenar de 180°, y se establece como error de cuantificación la incertidumbre asociada al disparo de los IGBTs del inversor, aproximadamente 500ns. Por lo tanto, la resolución ( $2^x$ ) necesaria para describir los pulsos de disparo se expresa en la ecuación (4.48), donde x es el número de bits mínimo necesario para garantizar que los pulsos de disparo se almacenan con precisión suficiente.

$$2^x \geq \frac{10ms}{500ns} \quad (4.48)$$

A partir de (4.48) se establece que el número mínimo de bits necesario debe ser mayor o igual a 15 bits y, por consiguiente, se establece que cada pulso de disparo requiere 16bits (2bytes) para su almacenamiento.

Puesto que cada uno de los pulsos de disparo requiere 2 bytes para su almacenamiento, se deduce que el tamaño de memoria necesario para almacenar la tabla de control descrita en la Tabla 4-VI corresponde al dado en (4.49).

$$\text{Memoria} = N^{\circ} \text{ filas} \cdot (2N + 1) \cdot 2\text{bytes} \quad (4.49)$$

Considerando implementaciones de la técnica de cancelación de armónicos con tres números distintos de cortes, la memoria necesaria en cada caso se proporciona en la Tabla 4-VII.

Tabla 4-VII Memoria necesaria para almacenar la tabla de control para tres números de cortes distintos.

Nº de cortes	Memoria
7	19,6 MB
9	24,8 MB
11	30 MB

#### 4.5.2 Esquema de control

Como se ha comentado a lo largo del documento, el esquema de control se basa en la utilización de una tabla de control que contiene un cierto número de patrones pre-calculados que corresponden a distintos puntos de trabajo de la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada. Cada patrón corresponde a un punto de trabajo definido mediante cuatro variables:

- $V_{IN}$  Tensión de alimentación del inversor.
- $I_{CC}$  Corriente media de salida del cargador de baterías.
- $V_{CC}$  Tensión media de salida del cargador de baterías.
- $\lambda$  Grado de carga CA.

El esquema de control representado en la Figura 4.39 es el encargado de medir estas cuatro magnitudes, procesar las medidas obtenidas, seleccionar el patrón de disparo correspondiente a las condiciones de funcionamiento medidas y generar las señales de disparo de los IGBTs del inversor. Como se puede observar en la Figura 4.39, existe un lazo de realimentación que permite garantizar las especificaciones de tensión de salida y tres lazos de tipo *feedforward* que corresponden a la medida de la tensión de alimentación del inversor y de la corriente y tensión de salida del cargador de baterías. De esta forma, el esquema de control es capaz de mantener regulada la tensión eficaz de salida con una baja distorsión armónica total, mediante la cancelación de los armónicos de baja frecuencia introducidos por la carga no lineal.

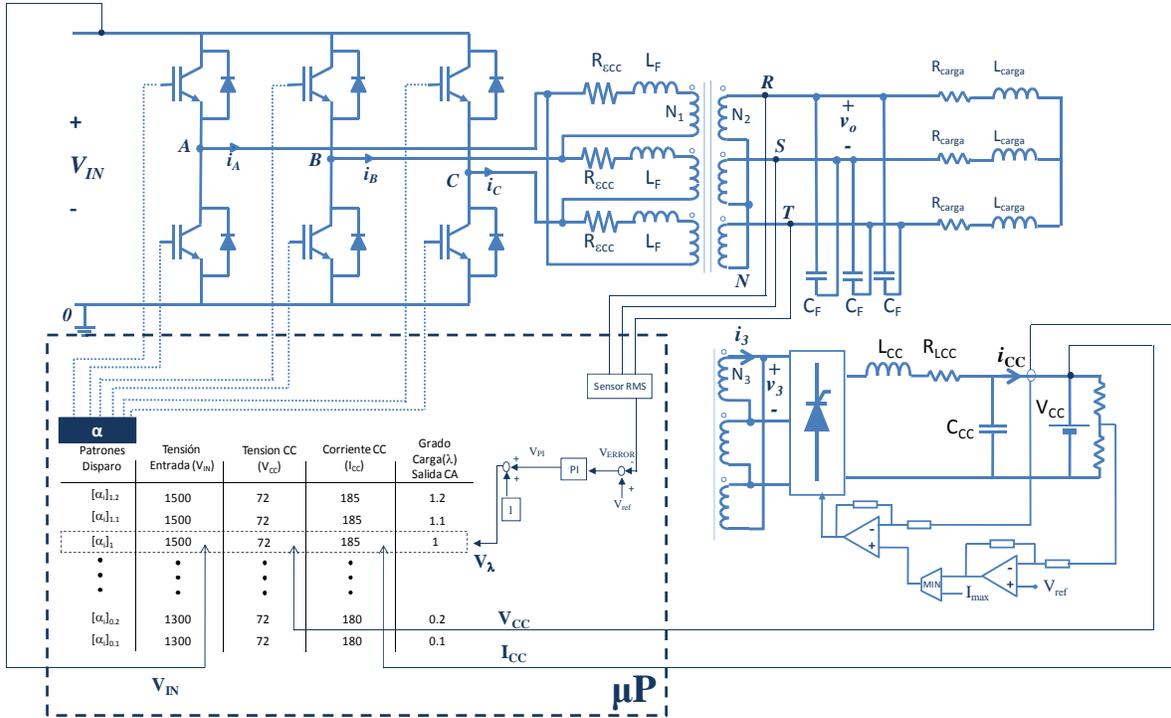


Figura 4.39 Fuente de alimentación de servicios auxiliares. Etapa de potencia y esquema de control.

#### 4.5.2.1 Lazo de realimentación (feedback)

Con objeto de ilustrar el funcionamiento del lazo de realimentación, se va a considerar una tabla de control simplificada en la que se asume un punto de trabajo constante definido por (V<sub>IN</sub>, V<sub>CC</sub>, I<sub>CC</sub>) y grado de carga variable, representada junto al lazo de realimentación en la Figura 4.40.

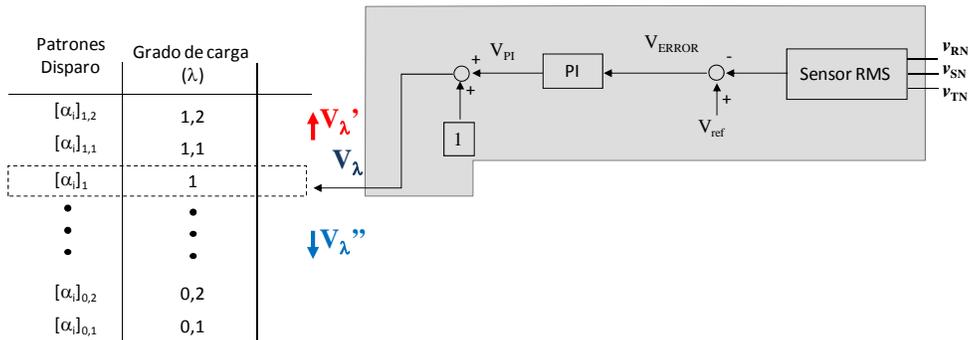


Figura 4.40 Tabla de control simplificada y lazo de realimentación.

El bloque correspondiente al sensor RMS es el encargado de medida de la tensión eficaz de primer armónico, y responde a la expresión (4.50). Su implementación en el simulador PSIM<sup>®</sup> se ha incluido en la Figura 4.44.

$$V_{o\_ef} = \sqrt{v_{RN}^2 + v_{SN}^2 + v_{TN}^2} \quad (4.50)$$

En cuanto al funcionamiento del lazo de realimentación, existe una relación entre el error en tensión eficaz respecto al valor nominal y el grado de carga, como se ha demostrado en el apartado 4.5.1.1. Dado que dicha relación es aproximadamente constante y viene dada por la pendiente de la

recta que representa la relación entre ambas magnitudes, ésta es absorbida por el PI. De esta forma, a partir de la medida del error en la tensión de salida el regulador es capaz de seleccionar el grado de carga correspondiente de la tabla de control mediante  $V_\lambda$ .

La tensión de salida del lazo de control ( $V_\lambda$ ) actúa como puntero para la selección del patrón de disparo correspondiente al grado de carga detectado. Si se asumen condiciones nominales de carga ( $\lambda=1$ ), entonces la tensión de salida es igual a la tensión de referencia y por tanto  $V_{ERROR}=0$  y  $V_\lambda=1$ . Si se produce una reducción en el grado de carga, la corriente de salida disminuye y la tensión de salida aumenta y, como consecuencia, la tensión de error se hace negativa y  $V_\lambda$  se reduce seleccionando el patrón de disparo correspondiente al nuevo grado de carga. Es decir:

- $V_o \downarrow \Rightarrow V_{ERROR} > 0 \Rightarrow V_{PI} > 0 \Rightarrow V_\lambda' = V_{PI+1} > 1$
- $V_o \uparrow \Rightarrow V_{ERROR} < 0 \Rightarrow V_{PI} < 0 \Rightarrow V_\lambda'' = V_{PI+1} < 1$
- $V_o = V_{o\_ref} \Rightarrow V_{ERROR} = 0 \Rightarrow V_{PI} = 0 \Rightarrow V_\lambda = V_{PI+1} = 1$

### Ancho de banda, diseño del regulador

En el caso en el que se alimenta un convertidor regulador a través de un filtro de entrada como el de la Figura 4.41, es frecuente que la interacción entre ambos dé lugar a la inestabilización del conjunto. Este hecho se relaciona con la interacción que se produce entre la impedancia de salida del filtro y la impedancia en lazo cerrado del convertidor conectado aguas abajo. Dentro del ancho de banda del convertidor regulado, éste se comporta como una carga de potencia constante, es decir: cuando la tensión de entrada disminuye, aumenta la corriente de entrada y viceversa, de forma que la potencia consumida por dicha carga se mantiene constante. Este comportamiento es equivalente, en pequeña señal, a una resistencia negativa definida por la tensión de entrada y la corriente de entrada en el punto de trabajo del convertidor, como se muestra en la expresión (4.51) y se ha representado en la Figura 4.42.

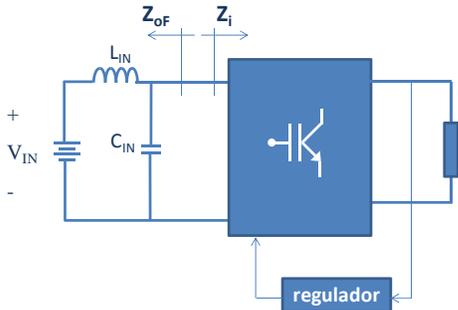


Figura 4.41 Filtro de entrada con convertidor regulado situado aguas abajo. Impedancia de salida del filtro ( $Z_{oF}$ ) e impedancia de entrada del convertidor en lazo cerrado ( $Z_i$ ).

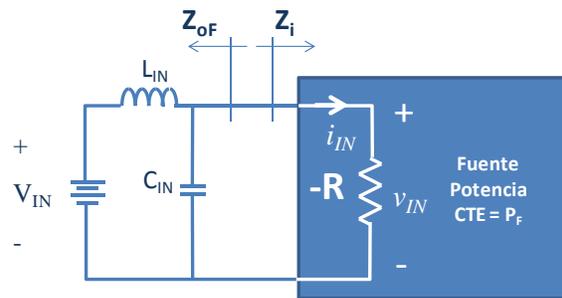


Figura 4.42 Filtro de entrada con convertidor regulado actuando como carga de potencia constante. Impedancia de salida del filtro ( $Z_{oF}$ ) e impedancia de entrada del convertidor en lazo cerrado ( $Z_i$ ).

$$Z_i = \frac{\partial v_{IN}}{\partial i_{IN}} = \frac{\partial}{\partial i_{IN}} \left( \frac{P}{i_{IN}} \right) = -\frac{P}{I_{IN}^2} = -\frac{V_{IN}}{I_{IN}} \quad (4.51)$$

Para garantizar la estabilidad del conjunto, Middlebrook estableció en [133] que basta con que la relación entre ambas impedancias ( $Z_{oF}/Z_i$ ) cumplan el criterio de estabilidad de Nyquist o que, de forma equivalente, las raíces del polinomio característico ( $1 + Z_{oF}/Z_i$ ) cumplan el criterio de Routh-Hurwitz. Dichos criterios se pueden ilustrar de forma gráfica a partir de la representación de la

respuesta en frecuencia de ambas impedancias. En este caso, la inestabilidad se produce cuando la resonancia de la impedancia de salida del filtro se superpone a la impedancia de entrada en lazo cerrado del convertidor en frecuencias en las que éste se comporta como una resistencia negativa [134], es decir cuando la impedancia en lazo cerrado presenta una fase de  $180^\circ$  (ver Figura 4.43a).

Dado que el convertidor únicamente se comporta como una carga de potencia constante, y por tanto como una resistencia negativa, dentro del ancho de banda dado por su lazo de control [135], si éste es reducido por debajo de la frecuencia de resonancia del filtro (ver Figura 4.43b), se evita la interacción entre la impedancia de salida del filtro y la impedancia de entrada del convertidor cuando ésta se comporta como una resistencia negativa. Esta solución resulta bastante conservadora e impone un ancho de banda muy reducido en el convertidor regulado. Sin embargo se trata de una solución robusta que no añade ningún elemento adicional de potencia tales como ramas de amortiguamiento. Por consiguiente, si el sistema no requiere un elevado ancho de banda para su funcionamiento, es la solución más efectiva en coste, complejidad, tamaño y peso.

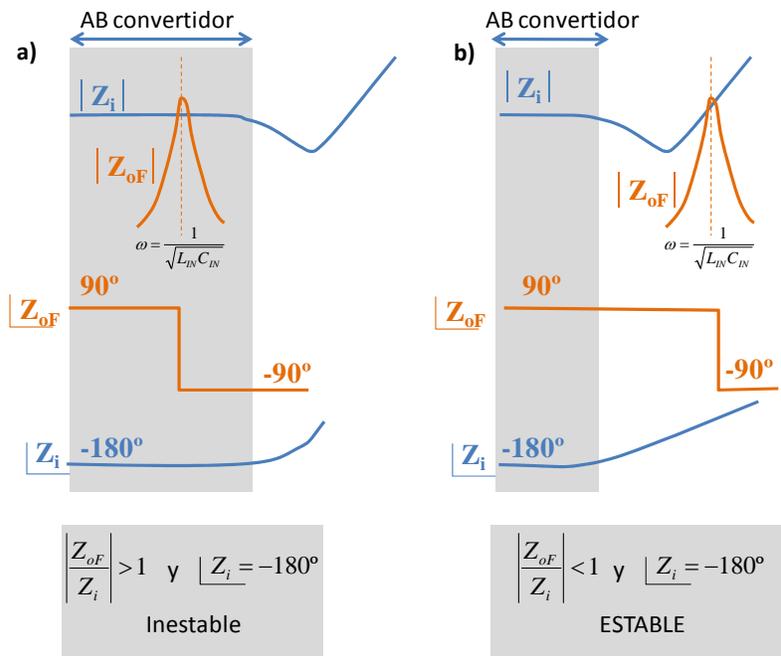


Figura 4.43 Representación gráfica de la impedancia de salida del filtro ( $Z_{oF}$ ) y de la impedancia de entrada del convertidor en lazo cerrado ( $Z_i$ ) en un sistema estable y en un sistema inestable.

Dado que la aplicación considerada no requiere un elevado ancho de banda, esta es la solución adoptada por regla general para evitar oscilaciones no deseadas entre el filtro de entrada y la fuente de alimentación de servicios auxiliares. Por lo tanto, dado que el ancho de banda típico del filtro de entrada en las fuentes de alimentación de servicios auxiliares se sitúa típicamente entre 10 y 15Hz, el ancho de banda del inversor situado aguas abajo debe ser menor que dicha frecuencia para garantizar la estabilidad de conjunto.

### Operación en lazo cerrado. Ciclos límite y zona muerta

Se ha considerado una frecuencia de resonancia del filtro de 15Hz y se ha fijado un ancho de banda del inversor de 10Hz para tensión de entrada máxima (1800V). Los bloques fundamentales del esquemático de simulación se muestran en la Figura 4.44 y, a continuación se procede a exponer los resultados obtenidos cuando al fuente de alimentación funciona en bucle cerrado y se produce un escalón en la carga CA.

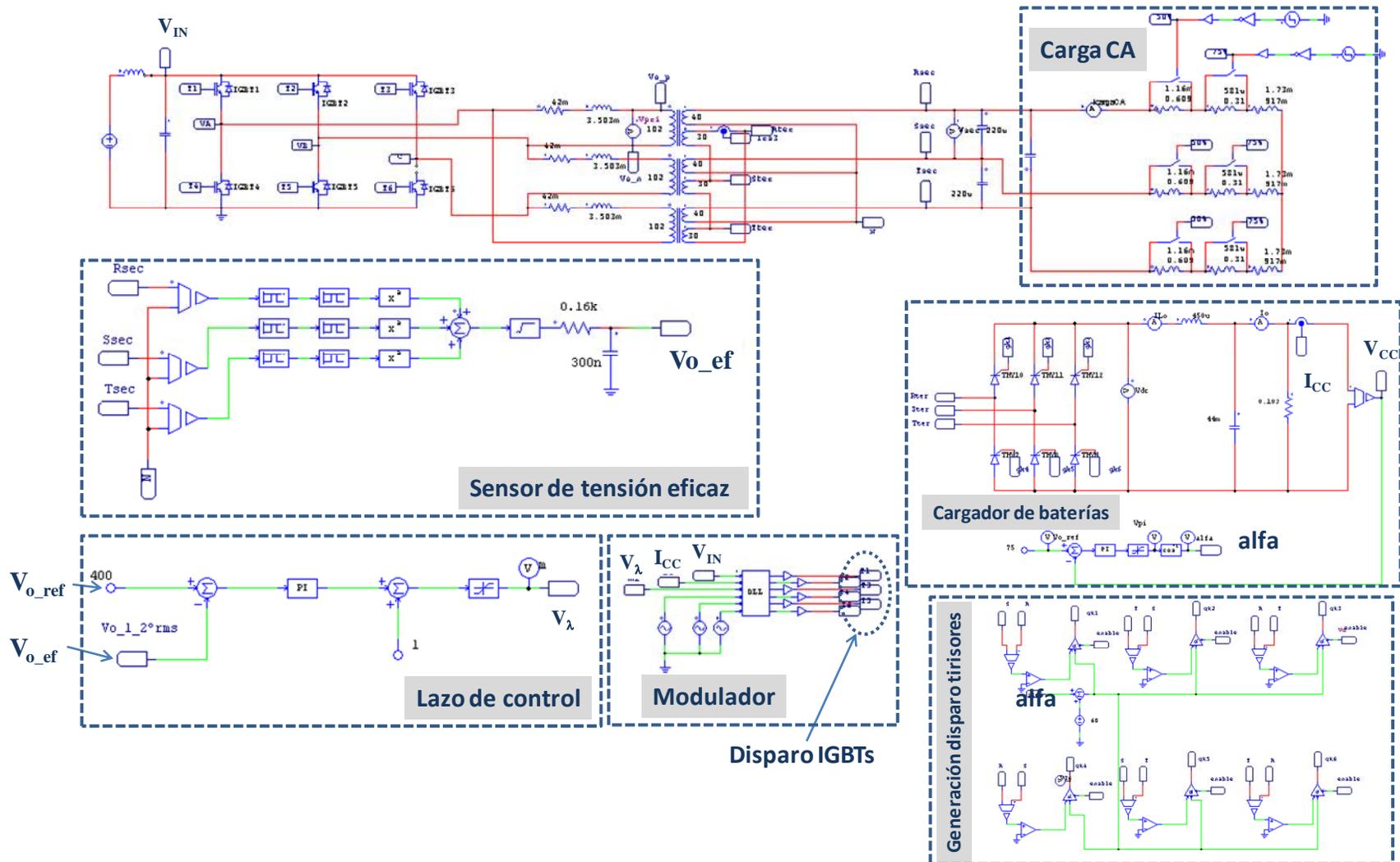


Figura 4.44 Bloques fundamentales del esquema de simulación implementado en el simulador PSIM® para la validación en bucle cerrado de la técnica de cancelación de armónicos

En la Figura 4.45 se muestra un ejemplo de la operación en lazo cerrado de la fuente de alimentación de servicios auxiliares ante tres grados de carga distintos: carga nominal, 75% de la carga nominal y 50% de la carga nominal. Sobre dicha figura se observa que tanto en la señal de control ( $V_\lambda$ ) encargada de seleccionar el patrón de disparo en función del grado de carga y en la tensión eficaz se producen unas oscilaciones alrededor del valor en el que se han estabilizado. Dichas oscilaciones son conocidas como oscilaciones de ciclo límite [136] y son debidas a que la variable de control está discretizada.

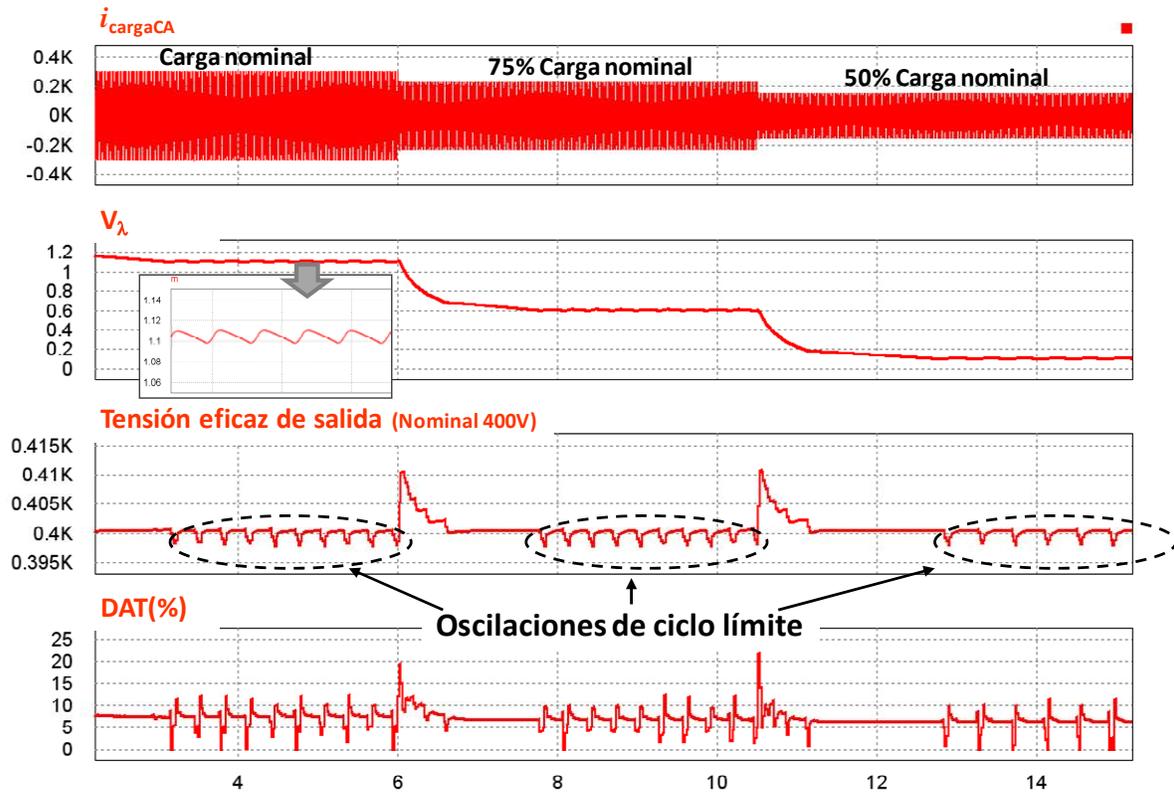


Figura 4.45 Oscilaciones de ciclo límite en la tensión de salida de la fuente de alimentación.  
 $V_{IN}=1700V$ ,  $S_{CA}=109kVA$ ,  $\%P_{CA}=50\%$ .

La utilización de una tabla de control para almacenar los patrones de disparo pre-calculados, implica la discretización de los distintos rangos de funcionamiento de la fuente de alimentación y el almacenamiento discreto de patrones de disparo capaces de atender a dichos rangos de variación. En el caso del lazo de realimentación, la combinación del almacenamiento discreto de patrones que atienden a distintos grados de carga, combinado con la medida de una magnitud que varía de forma continua (tensión de salida) da lugar a oscilaciones en la tensión de salida conocidas como oscilaciones de ciclo límite (ver Figura 4.45). Como se puede observar en la Figura 4.45, las oscilaciones de ciclo límite presentes en la tensión de salida son consecuencia de que  $V_\lambda$  no encuentra un patrón de disparo que ajuste exactamente la tensión de salida a la tensión de referencia, y como consecuencia el puntero  $V_\lambda$  alterna los patrones correspondientes a los grados de carga más aproximados tratando de ajustar el valor exacto de la tensión de salida.

Si se aumentara el número de patrones almacenados en la tabla de control, la probabilidad de encontrar un patrón que ajuste exactamente la tensión de salida y evite la aparición de ciclos límites,

aumenta. Sin embargo, sería necesario almacenar un número infinito de patrones para eliminar este problema. Dado que esto último no es posible, la inclusión en el lazo de realimentación del bloque ZM (Zona Muerta) ayuda a resolver dicho problema.

La zona muerta se sitúa justo después de la medida del valor eficaz de la tensión de salida, Figura 4.46, y su funcionamiento se rige por la función de transferencia representada gráficamente en la Figura 4.47. Cuando el valor de tensión medido se encuentra dentro de la zona sombreada, entre los límites superior e inferior, se considera que es igual a la referencia. Mientras que si se encuentra fuera de los límites, la salida de la zona muerta es igual a la entrada. Dichos límites vienen impuestos por el error máximo admisible en la tensión de salida. En este caso, dado que el error máximo admisible se ha fijado en  $\pm 1\%$  alrededor de la tensión eficaz nominal de salida, los límites inferior y superior se definen en (4.52) y (4.53) respectivamente.

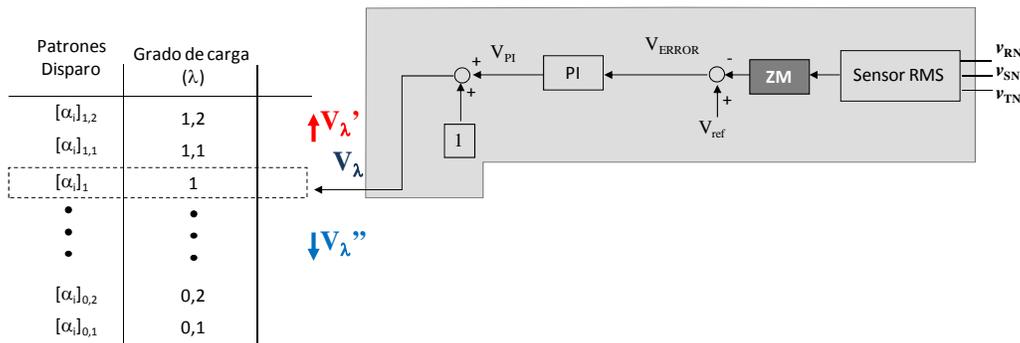


Figura 4.46 Tabla de control simplificada y lazo de realimentación con zona muerta (ZM).

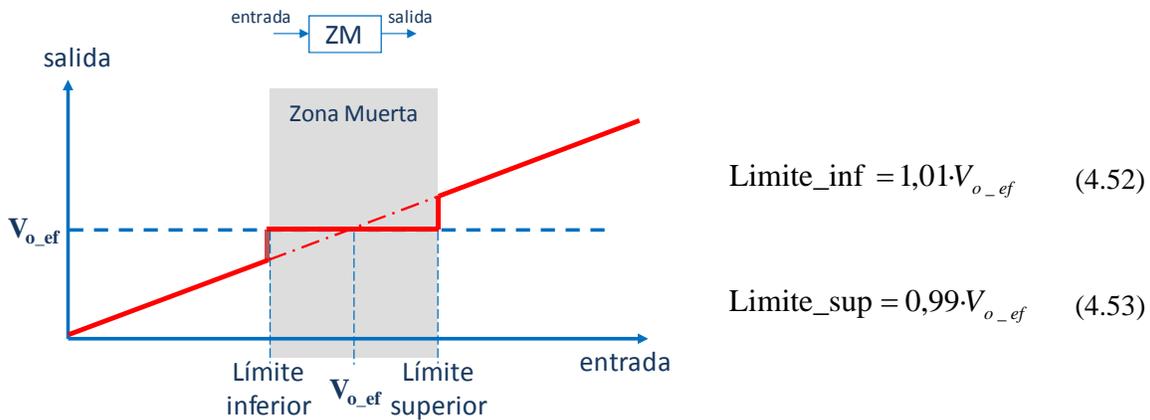


Figura 4.47 Función de transferencia del bloque funcional de zona muerta.

Dado que el paso máximo de discretización del grado de carga dentro de la tabla se ha seleccionado de forma que el error máximo que se puede cometer en la tensión de salida no supere el 1% de la tensión nominal, entre dos grados de carga consecutivos, la selección del grado de carga dentro de la tabla no introduce error adicional al introducido por la zona muerta.

El bloque de zona muerta se ha implementado en PSIM como se muestra en la Figura 4.48. Mediante este circuito, cuando el valor eficaz medido se mantiene entre los límites inferior (396) y superior (404) la salida de la puerta lógica NAND es un 0, de forma que la salida seleccionada serán

400V (multiplicador superior). Por otro lado, cuando el valor medido queda fuera del rango considerado para la zona muerta, la salida de dicha puerta es un 1 y la salida del circuito será igual a la tensión medida.

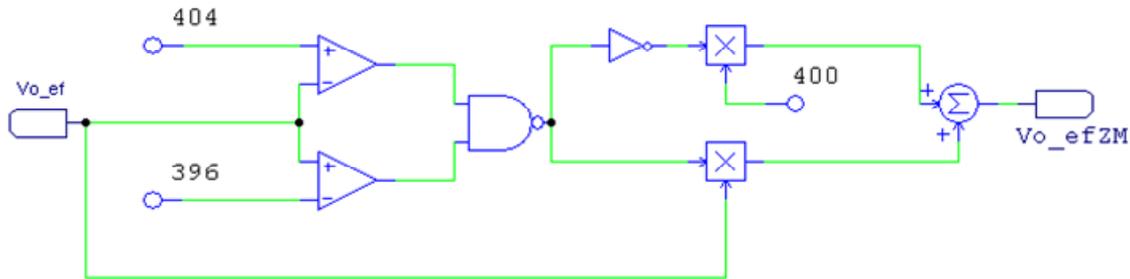


Figura 4.48 Implementación de la zona muerta en el simulador PSIM®.

El efecto de incluir dicho bloque en el lazo de realimentación se ilustra en la Figura 4.49, cuyas condiciones de simulación se corresponden exactamente con los de los resultados mostrados en la Figura 4.49 excepto en que se ha incluido el bloque de zona muerta en el lazo. Como se puede observar, mediante la inclusión de dicho bloque en el lazo, se obtienen un valor eficaz de la tensión de salida completamente estable, eliminándose las oscilaciones de ciclo límite.

Sobre la Figura 4.49 se observa también que, ante variaciones de la carga CA, el control modifica el puntero que selecciona el grado de carga dentro de la tabla de control ( $V_\lambda$ ), de forma que selecciona el patrón de disparo adecuado para hacer frente a la variación de carga, manteniendo la tensión eficaz de salida en su valor nominal y la DAT en el 7% para todos los grados de carga considerados. Atendiendo a los residuos de los armónicos principales presentes en la tensión de salida, éstos se mantienen en niveles similares sea cual sea el grado de carga considerado, y por tanto la DAT es la misma en todos los casos. Además, se muestra un detalle de la forma de onda de la tensión de salida para los tres grados de carga considerados, donde se observa que la forma de onda obtenida es prácticamente sinusoidal con cierta distorsión de alta frecuencia.

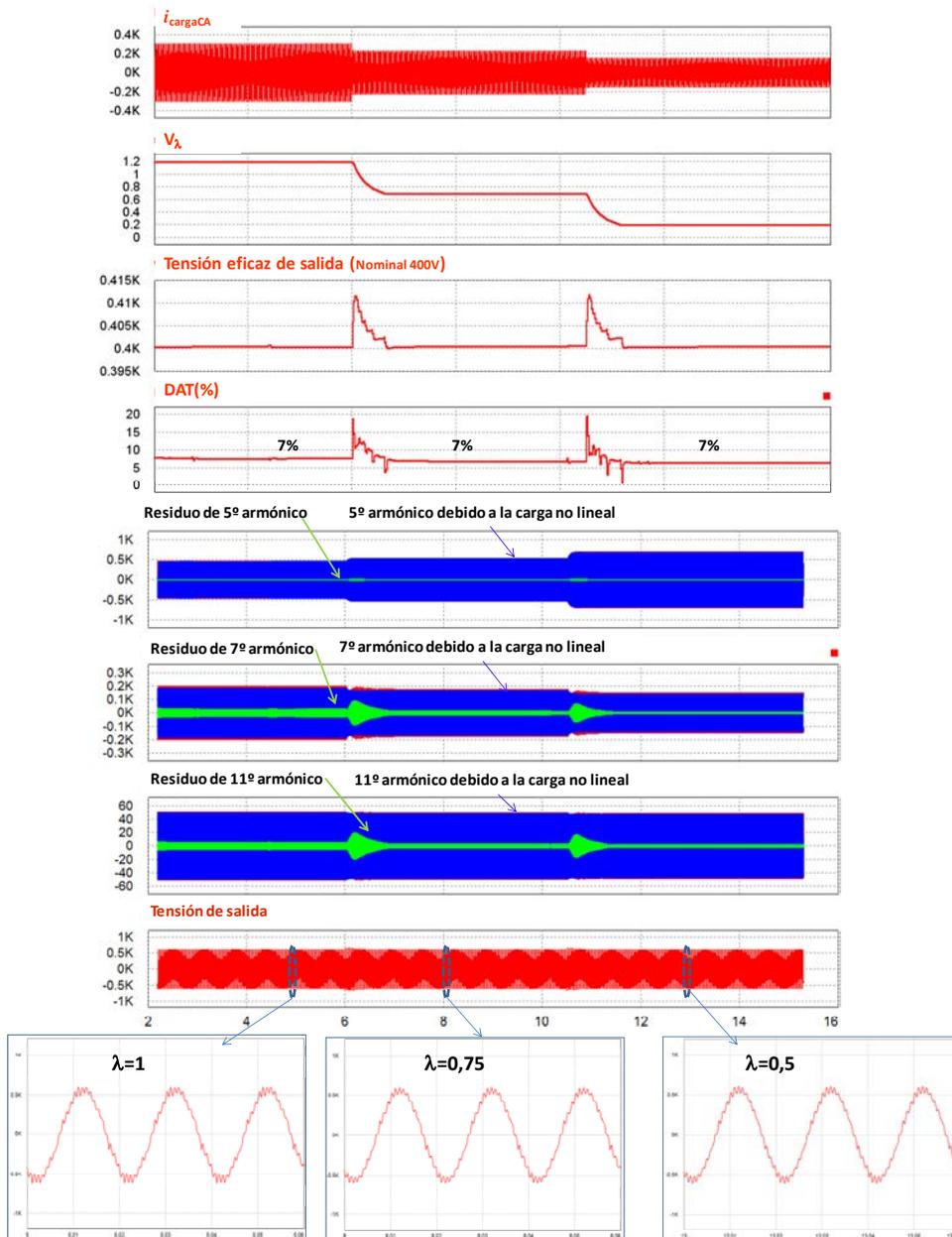


Figura 4.49 Efecto de la inclusión en el lazo de la zona muerta sobre los ciclos límites de la tensión de salida realimentada.  $V_{IN}=1700V$ ,  $S_{CA}=109kVA$ ,  $\%P_{CA}=50\%$ .

## 4.6 Validación experimental

Los resultados experimentales mostrados en este apartado para validar la técnica de modulación propuesta han sido obtenidos sobre un prototipo a escala. Por tanto, en primer lugar se realiza una breve descripción de las características del prototipo, así como de los rangos de operación escalados que se han considerado, y se describe la implementación de la generación de los patrones de disparo en el micro-procesador. Finalmente se muestran los resultados de distintos ensayos realizados sobre el prototipo, con objeto de validar la técnica de cancelación de armónicos.

### 4.6.1 Descripción del prototipo y rangos de operación escalados

Dentro de este apartado se describe el prototipo implementado para la validación de la técnica de cancelación de armónicos propuesta. La descripción del prototipo se divide en dos bloques que corresponden a la etapa de potencia y la tarjeta de medida, y el control implementado mediante un micro-controlador.

#### 4.6.1.1 Descripción de la etapa de potencia del prototipo y rangos de operación

En la Figura 4.50 se representa el esquemático del prototipo implementado. Con objeto de simplificar la validación experimental, el rectificador trifásico controlado se controla en modo tensión y en lugar de conectar como carga un conjunto de baterías se ha conectado una carga dinámica configurada como un sumidero de corriente. En cuanto a la salida CA, se ha considerado una tensión nominal de 400V eficaces de línea en el secundario y una carga puramente resistiva. En cuanto a las características físicas del prototipo, éstas se resumen en la Tabla 4-VIII.

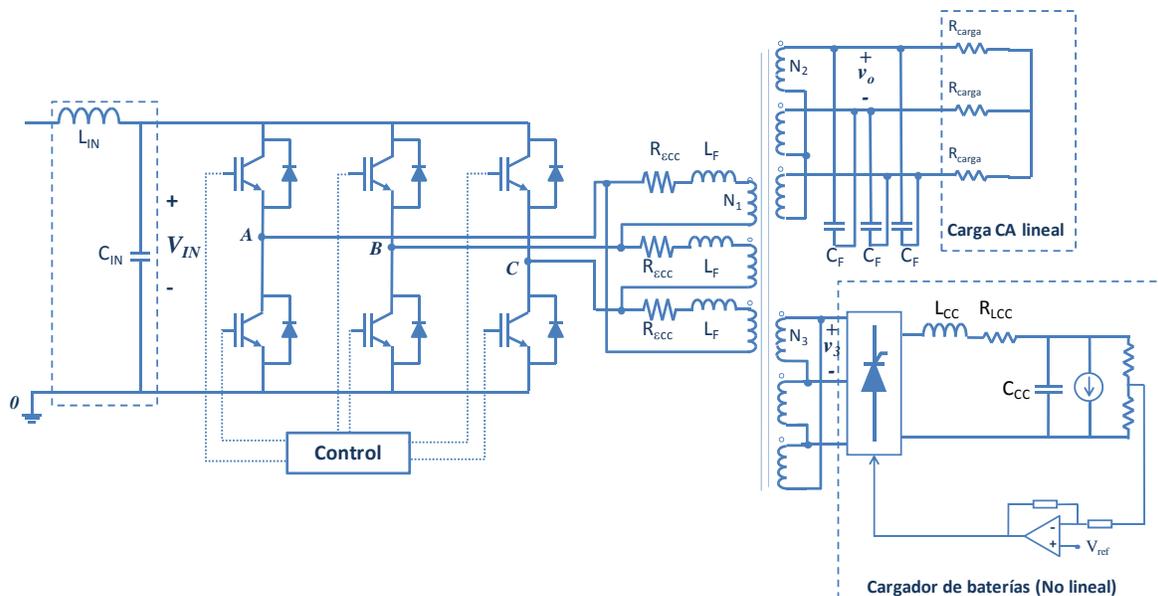


Figura 4.50 Esquema del prototipo implementado.

Tabla 4-VIII Características físicas del prototipo.

$L_{IN}$	$C_{IN}$	$L_F$	$R_{gCC}$	$C_F$	$L_{CC}$	$R_{LCC}$	$C_{CC}$	$V_{CC}$	$P_{CC}$	$N_1$	$N_2$	$N_3$
21mH	1100 $\mu$ F	22mH	1,61 $\Omega$	4,5 $\mu$ F	5,4mH	0,3 $\Omega$	16,4mF	75V	513W	255	286	90
$V_{o,ef}=400V$						$P_{CA}=1kW$						

Debido a la simplificación considerada respecto al rectificador trifásico, en el que se ha considerado un control en modo tensión, dicha tensión CC de salida ( $V_{CC}$ ) se considera constante e igual a la referencia y, por lo tanto, su variación no se contempla en la tabla de control necesaria. Los rangos de funcionamiento considerados en el prototipo, así como los rangos propios de una fuente de alimentación real, son los dados en la Tabla 4-IX.

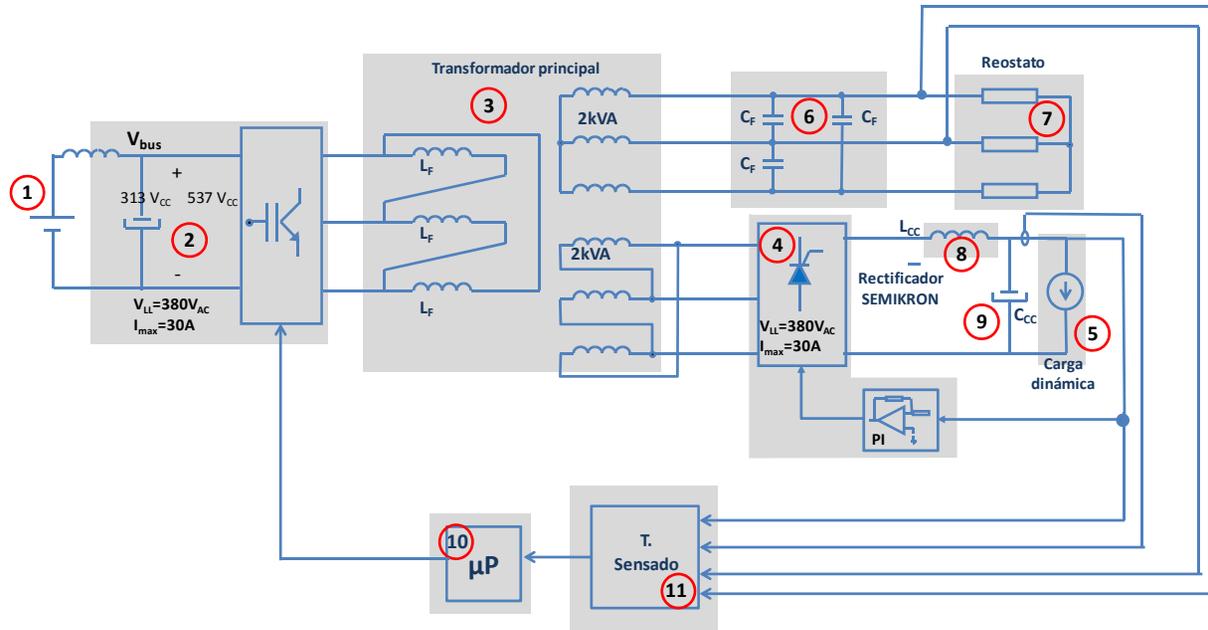
La tarjeta de medida utilizada se ha realizado mediante sensores de efecto Hall y un circuito de acondicionamiento sencillo basado en amplificadores. Dicha tarjeta permite la medida de hasta tres tensiones distintas, para lo que se han empleado sensores LEM LV25-P, y una corriente, para lo que se ha utilizado un sensor LEM LTS 25-NP.

En cuanto a los rangos de operación considerados en el prototipo, éstos se han reducido respecto a una fuente de alimentación de servicios auxiliares real tanto por motivos de seguridad como por las limitaciones físicas del prototipo. En la Tabla 4-IX se resumen tanto los rangos escalados como los rangos de operación del sistema real.

Tabla 4-IX Rangos de operación del prototipo y de la fuente real de alimentación de servicios auxiliares.

	Prototipo			F. de Alimentación real		
	Mínimo	Nominal	Máximo	Mínimo	Nominal	Máximo
Tensión de entrada, $V_{IN}$	300	400	500	1000	1500	1800
Tensión de salida CC, $V_{CC}$	$V_{CC}=75V$			70	96	120
Potencia salida CC, $\%P_{CA}$	5	—	40	1	—	50
Potencia salida CA, $P_{CA}$	0	—	1,3kW	0	109kVA	163,5kVA

Finalmente, en la Figura 4.51 se muestra el prototipo y se identifican los distintos elementos que lo forman mediante números, cuya leyenda se incluye a continuación.



1. Fuente de alimentación CC (AMREL).
2. Inversor: “IGBT Power Electronics Teaching System” (SEMIKRON).
3. Transformador principal y bobina de filtro (magnetismo integrado).
4. Rectificador trifásico “Thyristor Power Electronics teaching system” (SEMIKRON).
5. Carga electrónica CC (HP 6050A).
6. Condensadores del filtro CA de salida.
7. Reóstato (carga CA).
8. Bobina de filtro de la salida CC.
9. Condensador de filtro de la salida CC.
10. Microcontrolador 8051.
11. Tarjeta de sensado.

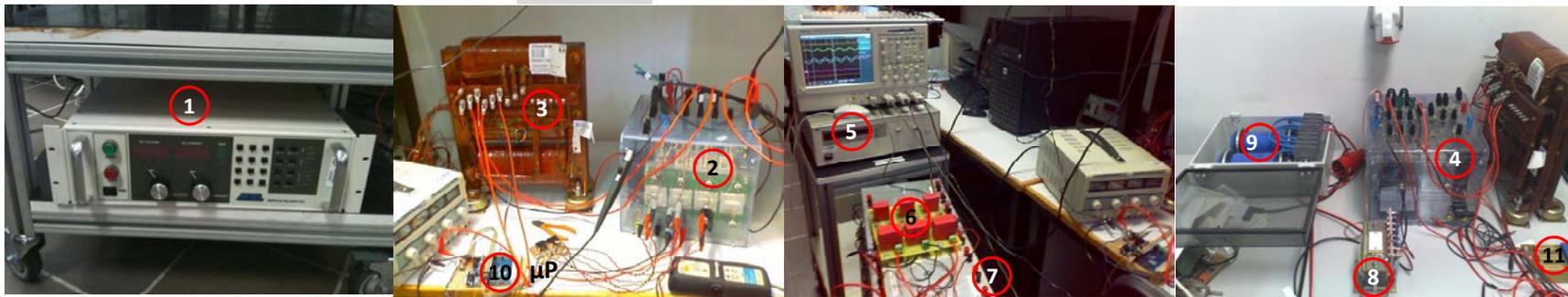


Figura 4.51 Prototipo escalado para la validación de la técnica de cancelación de armónicos a) Esquema eléctrico del prototipo, b) Fotografía del prototipo.

#### 4.6.1.2 Descripción de la generación de las señales de disparo, identificación del patrón necesario y procedimiento de cambio de patrón

Con objeto de realizar una plataforma de pruebas sencilla se ha seleccionado como micro-controlador el 8051, que presenta unas características ligeramente inferiores que la plataforma de desarrollo más sencilla de las que utilizan en una empresa del sector. La implementación del control se ha llevado a cabo mediante un micro-controlador 8051 a una frecuencia de 24,5MHz y módulos de memoria EEPROM externos (AT24C1024B) de 128Kb.

En primer lugar se describe la tabla de control y la implementación de la generación por parte del micro-controlador del patrón de disparo de los interruptores. Posteriormente se describe, mediante un diagrama de flujo, el programa encargado de seleccionar el patrón de disparo, haciendo referencia al mecanismo encargado de seleccionar y generar un nuevo patrón de disparo cuando es necesario atender a un cambio de patrón de disparo.

##### Tabla de control

Como se ha descrito con anterioridad, el sistema trifásico considerado es equilibrado y el patrón de disparo presenta simetría de media onda. Como consecuencia, únicamente es necesario almacenar los instantes de disparo correspondientes a un semiperiodo de una de las ramas del inversor, dado que el segundo semiperiodo se genera mediante simetría y las señales de disparo de las otras dos ramas se obtienen desfasando el patrón almacenado 120° ó 240°, según corresponda.

Aunque el procedimiento de cálculo del patrón de disparo descrito a lo largo de este capítulo proporciona los instantes de disparo en grados, es necesario definir la tabla de control de forma que sea procesable por el micro-controlador. Por tanto, los ángulos de disparo se han definido dentro de la tabla como el número de ciclos de reloj entre flancos de disparo consecutivos, como se ilustra con un ejemplo en la Figura 4.52. Para realizar la conversión entre grados y ciclos de reloj basta con utilizar las reglas de tres simples dadas en (4.54) y (4.55).

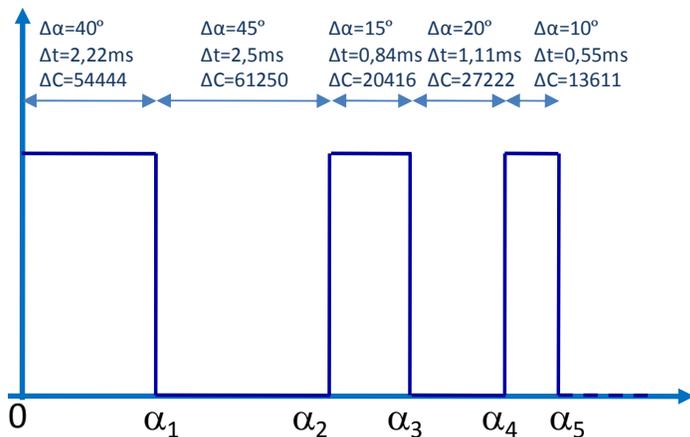


Figura 4.52 Ángulos de disparo medidos de forma incremental entre dos flancos de disparo consecutivos (en grados, tiempo y número de ciclos de reloj para una frecuencia de 24,5MHz).

$$\Delta t_i = \Delta \alpha_i \frac{T_{fundamental} / 2}{180^\circ} \quad (4.54)$$

$$\Delta C_i = \Delta t_i \frac{1}{T_{clk}} \quad (4.55)$$

Donde:

$\Delta \alpha_i$  Incremento en grados entre dos flancos de disparo consecutivos ( $\Delta \alpha_i = \alpha_i - \alpha_{i-1}$ ).

$\Delta t_i$  Incremento temporal entre dos flancos de disparo consecutivos.

$\Delta C_i$  Incremento en nº de ciclos de reloj entre dos flancos de disparo consecutivos.

$T_{fundamental}$  Periodo del armónico fundamental.

$T_{clk}$  Periodo del reloj del micro-controlador.

La conversión entre ángulos de disparo a incrementos entre flancos de disparo implica que, para cada patrón de disparo, es necesario almacenar  $2 \cdot N + 1$  incrementos. Por ejemplo, para 7 cortes,

será necesario almacenar 15 incrementos, que corresponden al número de incrementos necesario para definir un semiperiodo de la fase A.

En términos de precisión en la generación de los flancos de disparo, con el reloj de 24,5MHz utilizado, se obtiene un  $\Delta t_{\text{mínimo}}=40\text{ns}$ . Si se tiene en cuenta que el tiempo de incertidumbre asociada al disparo debida al driver y a los propios IGBTs es de 320ns según las hojas de características, la precisión obtenida en la generación de los flancos de disparo no supone una limitación, siendo el intervalo temporal de incertidumbre en el disparo mayor que el error que se pudiera cometer en la generación del patrón de disparo.

### Generación de las señales de disparo para las tres ramas del inversor

La generación de las señales de disparo de los seis IGBTs del inversor requiere la utilización de tres temporizadores, cada uno de los cuales es el encargado de controlar la generación de las señales de disparo de los dos IGBTs de cada rama. El proceso de generación de las señales de disparo se describe en los siguientes párrafos para la rama A del inversor, siendo completamente análogo para las otras dos ramas. En la Figura 4.53 se ilustra mediante un ejemplo las señales involucradas en la generación de las señales de disparo de una de las ramas, concretamente la rama A. Por simplicidad, únicamente se muestra la señal de disparo del IGBT superior de dicha rama, ya que la señal de disparo del IGBT inferior es igual y complementaria. Así mismo, se ha considerado un número de cortes reducido para no complicar excesivamente la figura.

Para la generación de la señal de disparo se utilizan fundamentalmente dos variables auxiliares: un índice (q) que identifica el pulso de disparo actual y que se particulariza para cada rama como  $q_A$ ,  $q_B$  y  $q_C$ , y un *flag* (s) que indica el semiciclo en ejecución: semiciclo positivo o negativo y que se particulariza para cada rama como  $s_A$ ,  $s_B$ , y  $s_C$ .

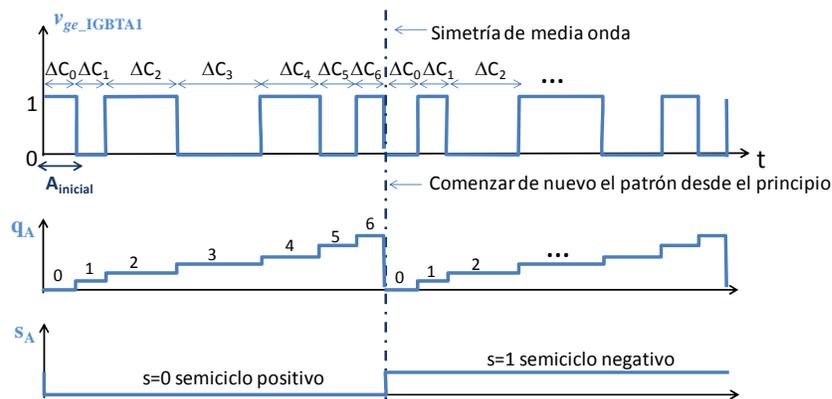


Figura 4.53 Señal de disparo del IGBT superior de la rama A, con modulación de 3 cortes por simplicidad, variable que identifica el pulso de disparo en el que se encuentra dicha rama ( $q_A$ ) y *flag* que indica el semiperiodo en ejecución ( $s_A$ ).

El temporizador encargado de controlar la generación de las señales de disparo de esta rama se carga con el número de ciclos de reloj necesarios hasta el siguiente flanco ( $\Delta C_{q_A}$ ) y realiza una cuenta descendente hasta que llega a cero, momento en el que se activa una interrupción. El código asociado a dicha interrupción modifica el estado lógico de las señales de disparo correspondientes a esa rama, incrementa el índice que identifica el pulso de disparo actual ( $q_A=q_A+1$ ) y recarga el temporizador con el siguiente incremento entre flancos ( $\Delta C_{q_A}$ ).

Cuando se alcanza el último de los pulsos correspondientes al semiperiodo ( $q_A=2N$ ), el temporizador se carga de nuevo con el primero de los incrementos ( $\Delta C_0$ ), se reinicia el valor del índice que identifica el pulso de disparo actual ( $q_A=0$ ) y se cambia el estado lógico del *flag* ( $s_A$ ) que indica el semiciclo en ejecución. En cuanto a la simetría de media onda, como se puede observar sobre la Figura 4.53, no es necesario realizar operaciones adicionales para implementarla, ya que basta con ejecutar de forma cíclica el patrón almacenado para un semiperiodo, y ésta se realiza de forma automática al cambiar el estado lógico de los interruptores.

### *Inicialización de las señales de disparo para las tres ramas del inversor*

La generación de las señales de disparo en un inversor trifásico requiere tener en cuenta los desfases entre las tres ramas del mismo. Por consiguiente, cuando se enciende el control, y antes de comenzar a generar las señales de disparo, el control identifica los valores de inicialización de cada una de las ramas para que comiencen, en  $t=0$ , con los desfases correctos. Se consideran las siguientes variables de inicialización:

- Valor inicial de precarga del temporizador de cada rama ( $A_{inicial}$ ,  $B_{inicial}$ ,  $C_{inicial}$ ).
- Valor inicial de la variable que indica el pulso de disparo en ejecución en cada rama ( $q_A$ ,  $q_B$ ,  $q_C$ ).
- *Flag* que indica el semiperiodo actual en cada rama ( $s_A$ ,  $s_B$ ,  $s_C$ ) donde:
  - $s=0 \rightarrow$  semiciclo positivo
  - $s=1 \rightarrow$  semiciclo negativo.
- Estado lógico con el que debe empezar la señal de disparo, donde se cumple:
  - $Si\ s=0$        $q\ par \rightarrow$  nivel lógico alto
  - $q\ impar \rightarrow$  nivel lógico bajo
  - $Si\ s=1$        $q\ par \rightarrow$  nivel lógico bajo
  - $q\ impar \rightarrow$  nivel lógico alto

Para la determinación de los valores de inicialización de cada una de las ramas, únicamente se va a hacer referencia a la señal de disparo de los IGBTs superiores de cada una de ellas, ya que la señal de disparo de los IGBTs inferiores es idéntica pero complementaria. En la Figura 4.55 se ilustra la generación de las señales de disparo junto con los valores de inicialización de cada una de ellas, que se describen brevemente a continuación:

- Inicialización de la señal de disparo del IGBT superior de la rama A
 

La señal de disparo correspondiente al IGBT superior de la rama A se genera directamente a partir del patrón almacenado en memoria, ya que éste está definido desde  $t=0$ . Por consiguiente, el valor inicial de carga del temporizador corresponde al primero de los incrementos entre flancos consecutivos almacenados en la tabla de control y el semiciclo inicial será el positivo ( $s_A=0$ ). Los valores de inicialización corresponden a los resumidos en la Tabla 4-X.

Tabla 4-X Valores de inicialización para la generación de la señal de disparo del IGBT superior de la rama A.

<b>Precarga temporizador</b>	$A_{inicial} = \Delta C_0$
<b>Pulso de disparo</b>	$q_{A\_inicial} = 0$
<b>Semiciclo</b>	0
<b>Nivel lógico</b>	alto

▪ Inicialización de la señal de disparo del IGBT superior de la rama B

Para generar una señal de disparo retrasada  $120^\circ$  respecto a la rama A, es necesario identificar los parámetros iniciales necesarios para que, en  $t=0$ , la fase B comience con el desfase correcto respecto a A. Como se ha ilustrado en la Figura 4.55 para identificar el punto de comienzo de la señal de disparo de la rama B es necesario buscar el punto correspondiente a  $120^\circ$  en ciclos de reloj ( $\Delta C_{120^\circ} = 163333$ ) contados desde el final del patrón de disparo hacia atrás o bien, de forma equivalente, se puede buscar el punto del patrón de disparo que corresponde a  $60^\circ$  en ciclos de reloj ( $\Delta C_{60^\circ} = 81667$ ) contados desde el comienzo del patrón de disparo. Dado que esta última opción implica un número de operaciones sensiblemente menor, ésta es la opción seleccionada.

El valor de precarga del temporizador ( $B_{inicial}$ ) corresponde a la distancia, en ciclos de reloj, desde el punto del patrón en el que debe comenzar la fase B ( $\Delta C_{60^\circ}$ ) y el primer flanco de disparo que debe generarse para dicha rama, como se puede observar en la Figura 4.55. El cálculo de  $B_{inicial}$  se lleva a cabo mediante el bucle representado en la Figura 4.54, que recorre el patrón de disparo sumando el ancho de los pulsos ( $\Delta C_{qB}$ ), hasta que la suma obtenida sea mayor que  $\Delta C_{60^\circ}$ , obteniéndose  $\Delta t_B$ . Finalmente se define la precarga del temporizador como  $B_{inicial} = \Delta t_B - \Delta C_{60^\circ}$ .

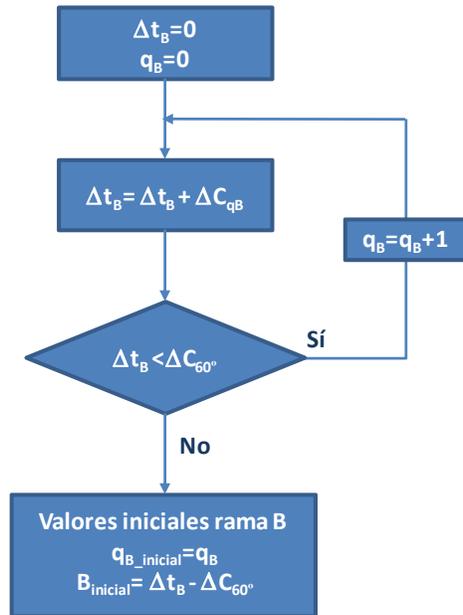


Figura 4.54 Diagrama de flujo para la determinación de los valores iniciales de las señales de disparo de la rama B.

El pulso de disparo en el que comienza la rama B ( $q_{B\_inicial}$ ) corresponde al valor adoptado por el índice  $q_B$  utilizado dentro del bucle para recorrer los pulsos que

conforman el patrón de disparo y, en cuanto al semiciclo en ejecución, éste corresponde al contrario de aquél con el que comience la fase A. Los valores de inicialización, para la rama B, corresponden a los resumidos en la Tabla 4-XI.

Tabla 4-XI Valores de inicialización para la generación de la señal de disparo del IGBT superior de la rama B.

<b>Precarga temporizador</b>	$B_{inicial} = \Delta t_B - \Delta C_{60^\circ}$
<b>Pulso disparo</b>	$q_{B\_inicial}$
<b>Semiciclo</b>	$s_B = \bar{s}_A$
<b>Nivel lógico</b>	<p><math>Si s_B=0</math>  <math>q_B \text{ par} \rightarrow</math> nivel lógico alto  <math>q_B \text{ impar} \rightarrow</math> nivel lógico bajo</p> <p><math>Si s_B=1</math>  <math>q_B \text{ par} \rightarrow</math> nivel lógico bajo  <math>q_B \text{ impar} \rightarrow</math> nivel lógico alto</p>

- Inicialización de la señal de disparo del IGBT superior de la rama C

En el caso de la rama C, ésta se encuentra retrasada  $240^\circ$  respecto a la fase A. Como se ha representado en la Figura 4.55 este desfase es equivalente a comenzar la generación de la señal de disparo en el punto del patrón correspondiente a  $120^\circ$  ( $\Delta C_{120^\circ}=163333$ ) contados desde el comienzo del patrón, y considerar que el semiciclo de comienzo es el mismo que el de la fase A.

El procedimiento de determinación de la precarga inicial del temporizador de la rama C ( $C_{inicial}$ ) y del pulso de inicio ( $q_{C\_inicial}$ ) es análogo al mostrado para la rama B en el diagrama de la Figura 4.54. Los valores de inicialización de la rama C son los resumidos en la Tabla 4-XII.

Tabla 4-XII Valores de inicialización para la generación de la señal de disparo del IGBT superior de la rama C.

<b>Precarga temporizador</b>	$C_{inicial} = \Delta t_C - \Delta C_{120^\circ}$
<b>Pulso disparo</b>	$q_{C\_inicial}$
<b>Semiciclo</b>	$s_C = s_A$
<b>Nivel lógico</b>	<p><math>Si s_C=0</math>  <math>q_C \text{ par} \rightarrow</math> nivel lógico alto  <math>q_C \text{ impar} \rightarrow</math> nivel lógico bajo</p> <p><math>Si s_C=1</math>  <math>q_C \text{ par} \rightarrow</math> nivel lógico bajo  <math>q_C \text{ impar} \rightarrow</math> nivel lógico alto</p>

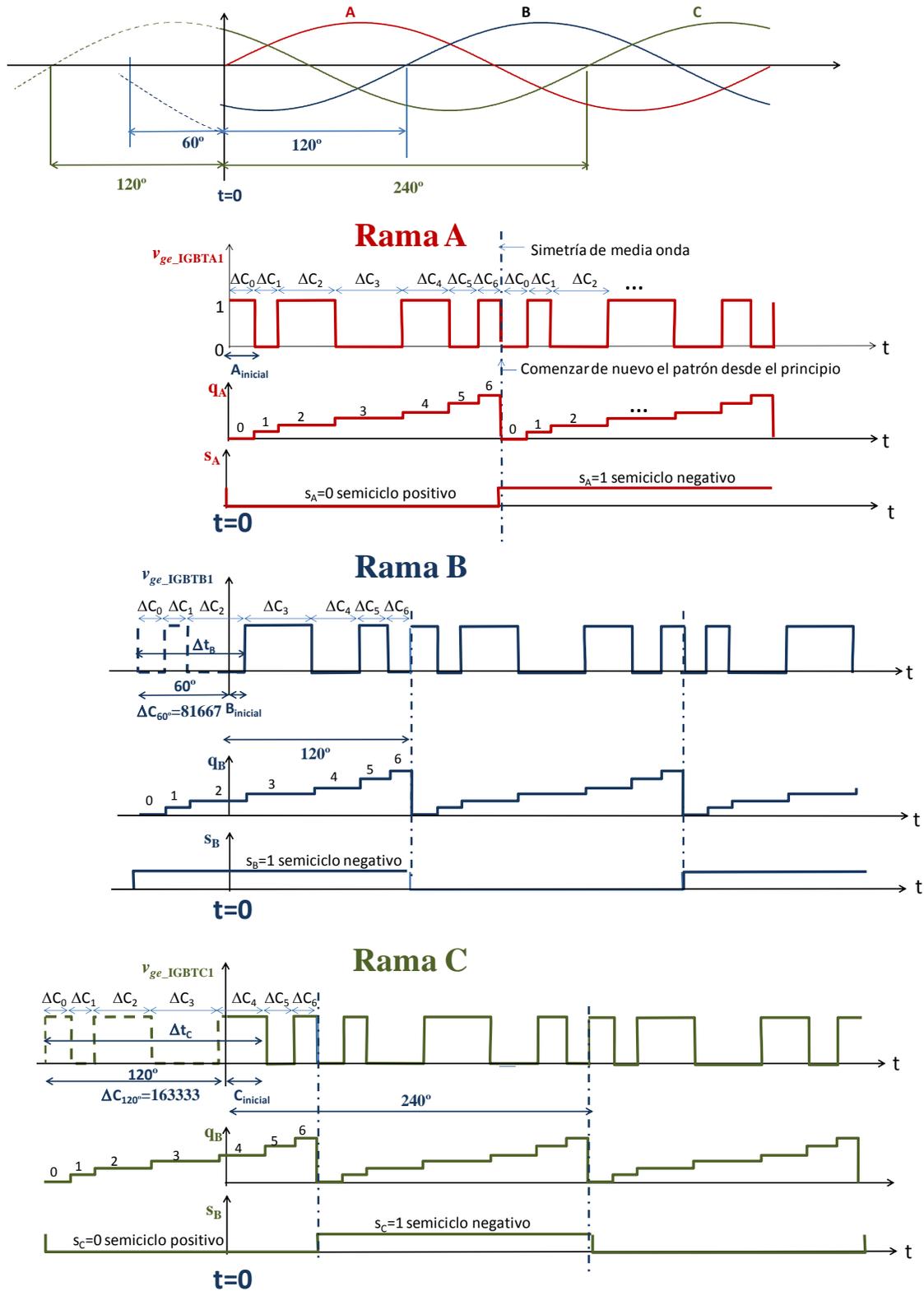


Figura 4.55 Señales de disparo del IGBT superior de cada una de las ramas, con modulación de 3 cortes por simplicidad, variable que identifica el pulso de disparo en el que se encuentra cada rama ( $q_A$ ,  $q_B$ ,  $q_C$ ) y *flag* que indica el semiperiodo en ejecución ( $s_A$ ,  $s_B$ ,  $s_C$ ).

### Selección y cambio del patrón de disparo

Una vez descrita de forma general la implementación de las señales de disparo en el microprocesador, en este apartado se describe cómo se selecciona el patrón de disparo que corresponde a las condiciones de operación de la fuente de alimentación, y cómo se lleva a cabo el cambio de patrón cuando es necesario.

La tabla de control contiene los patrones de disparo correspondientes a los puntos de trabajo obtenidos tras la discretización de los rangos de funcionamiento considerados para la tensión de entrada del inversor, la corriente de salida del cargador de baterías, y el grado de carga. La selección del patrón de disparo necesario en cada momento se lleva a cabo a partir de la medida de las variables de control que definen el punto de trabajo y que son digitalizadas mediante uno de los ADCs integrados en el microcontrolador 8051.

El microcontrolador 8051 cuenta con dos ADCs de distinta precisión: 8 bits y 12 bits. Se ha seleccionado el que proporciona una mejor precisión (12 bits) y se ha multiplexado mediante código para realizar la conversión analógico-digital de las variables medidas, como se ha representado en la Figura 4.56.

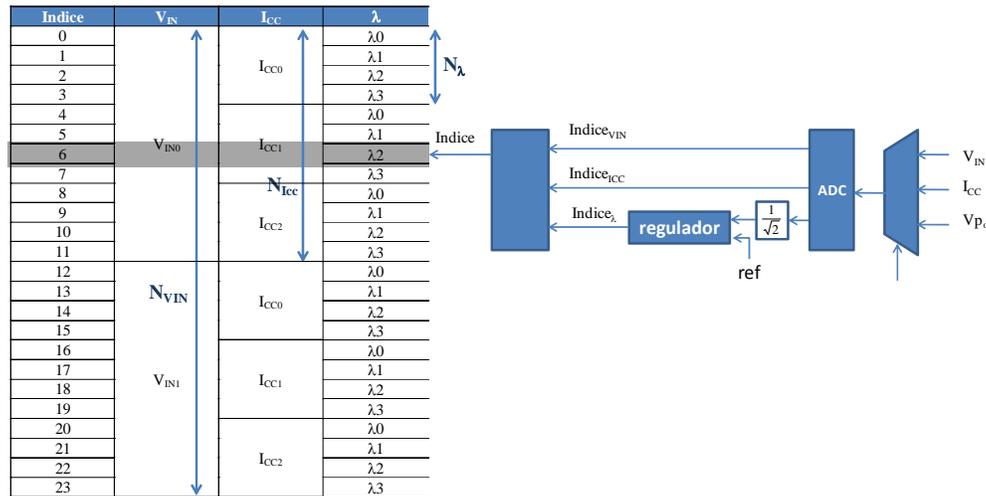


Figura 4.56 Representación esquemática de la obtención del índice global que identifica un determinado patrón de disparo dentro de la tabla de control.

A partir del valor proporcionado por el ADC, se calcula el índice que identifica el patrón de disparo dentro del rango de variación contemplado para esa variable. Tomando como ejemplo la tensión de entrada, el índice para dicha magnitud se calcula con la expresión (4.59).

$$Indice_{VIN} = \frac{N_{ADC}}{\Delta V_{IN} \cdot \frac{4096}{V_{INmax} - V_{INmin}}} \quad (4.56)$$

Donde:

N<sub>ADC</sub> Valor obtenido en la salida del ADC.

V<sub>INmin</sub> Valor mínimo de tensión de entrada incluido en la tabla de control que, mediante el calibrado de la tarjeta de medida se ha hecho corresponder con valor mínimo del ADC (0).

ΔV<sub>IN</sub> Paso de discretización de la tensión de entrada utilizado para generar la tabla de control.

V<sub>INmax</sub> Valor máximo de tensión incluido en la tabla de control que, mediante el calibrado de la tarjeta de medida se ha hecho corresponder con valor mínimo del ADC (0).

A partir de los índices obtenidos para las magnitudes individuales, se obtienen el índice global que identifica el patrón de disparo necesario dentro de la tabla de control. La expresión de dicho índice global depende de la configuración de la tabla de control. A modo de ejemplo, en la Figura 4.56 se representa la organización de la tabla de control y la identificación del índice global que identifica el patrón en este caso. Dicho índice se calcula mediante la expresión (4.57).

$$Indice = Indice_{VIN} (N_{icc} \cdot N_{\lambda}) + Indice_{ICC} \cdot N_{\lambda} + Indice_{\lambda} \quad (4.57)$$

Una vez calculado el índice que identifica el patrón de disparo correspondiente a las condiciones de funcionamiento actuales de la fuente de alimentación, éste sirve para determinar si es necesario un cambio de patrón o no. Como se muestra en la Figura 4.57, el micro-controlador ejecuta de forma cíclica un programa en el que calcula el índice que identifica el patrón de disparo que corresponde a las condiciones actuales de funcionamiento de la fuente de alimentación y, comparándolo con el índice que se está utilizando para generar los disparos, determina si es necesario un cambio de patrón o no.

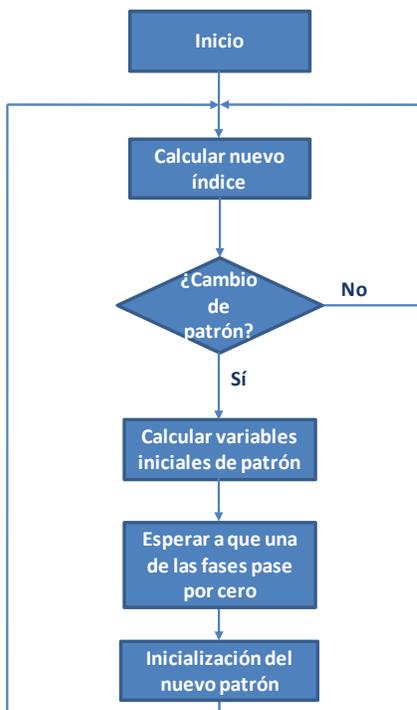


Figura 4.57 Diagrama de flujo del programa de control implementado en el micro-controlador del prototipo.

Cuando se detecta que es necesario un cambio de patrón de disparo, se procede a leer de la memoria el nuevo patrón de disparo y a calcular las variables de inicialización necesarios para configurar el nuevo patrón y ponerlo en ejecución. Para ello, se comienza por leer el nuevo patrón de la tabla de control y, para evitar interacciones no deseadas entre el patrón en ejecución y el que se está configurando, el nuevo patrón se almacena en variables auxiliares distintas de las utilizadas para el patrón en ejecución.

Para evitar transitorios no deseados, el nuevo patrón debe configurarse de forma que comience en el mismo punto del periodo fundamental en el que se abandona el patrón anterior. En este caso, no se ha considerado la posibilidad de hacer un cambio de patrón instantáneo en el punto en el que se demanda el cambio de patrón, sino que se espera a pasar por un punto conocido para realizar el

cambio, concretamente el cambio de patrón se produce cuando alguna de las fases pasa por cero. Atendiendo a esta premisa, la determinación de los valores de inicialización se realiza de forma análoga a como se ha realizado la inicialización de las tres fases en el epígrafe anterior para  $t=0$ , asignándose a la fase que pasa por  $0^\circ$  los valores de inicialización calculados para la fase con desfase cero, y asignando a las otras dos fases los valores de inicialización correspondientes al desfase que les corresponda respecto a ella,  $120^\circ$  ó  $240^\circ$ , de forma que el desfase relativo entre las señales se mantiene en todo momento. Por ejemplo, si la fase que ha pasado por cero es la rama B, las ramas C y A recibirán los valores iniciales necesarios para garantizar que C se retrasa  $120^\circ$  respecto a B y A se retrasa  $240^\circ$ . De esta forma, se garantizan los desfases relativos entre las señales.

La única consideración adicional que es necesario tener en cuenta para la inicialización del patrón cuando se detecta la necesidad de un cambio de patrón radica en que la fase que pasa por cero puede comenzar con semiciclo positivo o negativo, siendo esta información conocida gracias al *flag* “s” de dicha rama. Teniendo en cuenta esta información, en la Tabla 4-XIII se resumen las condiciones de inicialización que deben ser asignados a cada una de las fases: la que pasa por  $0^\circ$ , y las que se encuentran retrasada  $120^\circ$  y  $240^\circ$  respecto a ella.

Tabla 4-XIII Valores de inicialización de las señales de disparo según su desfase relativo a la fase que pasa por  $0^\circ$ .

	Fase= $0^\circ$	Fase= $120^\circ$	Fase= $240^\circ$
Precarga temporizador	$A_{inicial} = \Delta C_0$	$B_{inicial} = \Delta t_B - \Delta C_{60^\circ}$	$C_{inicial} = \Delta t_C - \Delta C_{120^\circ}$
Pulso disparo inicial	$q_{A\_inicial} = 0$	$q_{B\_inicial}$	$q_{C\_inicial}$
Semiciclo	$s_A$	$s_B = \bar{s}_A$	$s_C = s_A$
Nivel lógico	Si $s_A = 0$ nivel lógico alto Si $s_A = 1$ nivel lógico bajo	Si $s_B = 0$ $q_B \text{ par} \rightarrow$ nivel lógico alto $q_B \text{ impar} \rightarrow$ nivel lógico bajo Si $s_B = 1$ $q_B \text{ par} \rightarrow$ nivel lógico bajo $q_B \text{ impar} \rightarrow$ nivel lógico alto	Si $s_C = 0$ $q_C \text{ par} \rightarrow$ nivel lógico alto $q_C \text{ impar} \rightarrow$ nivel lógico bajo Si $s_C = 1$ $q_C \text{ par} \rightarrow$ nivel lógico bajo $q_C \text{ impar} \rightarrow$ nivel lógico alto

Durante el cálculo de dichos valores se mantienen en ejecución el patrón de disparo antiguo y, una vez calculados, se espera a que una de las fases pase por cero. En ese momento se actualizan las variables de control que configuran el patrón en ejecución, haciendo efectivo el cambio de patrón de disparo. En el instante en el que se alcanza el paso por cero de una fase y se pone en ejecución el nuevo patrón, se paran los temporizadores mientras se asignan las variables de inicialización en las variables de control correspondientes, e inmediatamente se reactivan con el nuevo patrón. El tiempo necesario para realizar la asignación de variables es de aproximadamente  $1,6\mu s$ , que corresponde a 40 asignaciones que requieren un ciclo de reloj cada una.

#### 4.6.2 Resultados experimentales

Una vez descrito el prototipo utilizado, en este apartado se muestran los resultados experimentales obtenidos para la validación de la técnica de cancelación de armónicos propuesta. La nomenclatura utilizada para las señales mostradas en todas las gráficas es común y se define a continuación:

$v_{A0}$	Tensión en el punto medio de la rama A del inversor referida a la referencia de la tensión de alimentación del inversor.
$v_o$	Tensión de línea en el secundario del transformador.
$i'_3$	Corriente de línea demandada por la carga no lineal (rectificador trifásico controlado).
$i'_o$	Corriente de línea demandada por la carga CA.
$V_{IN}$	Tensión de alimentación del inversor.

#### 4.6.2.1 *Comparación entre la técnica de cancelación de armónicos y la técnica de eliminación de armónicos*

Con objeto de valorar la aportación realizada por la técnica de cancelación de armónicos a la reducción de la DAT de baja frecuencia, se realiza una comparación de los resultados obtenidos cuando se implementa la técnica de cancelación de armónicos frente a los obtenidos cuando se implementa la técnica de eliminación de armónicos sobre el prototipo utilizado para la validación experimental. Como se ha descrito en el apartado 4.2.2 de este mismo documento, la técnica de eliminación de armónicos es comparable a la técnica de cancelación de armónicos en términos de DAT de alta frecuencia ya que, para el mismo número de cortes, el primer armónico no eliminado debido a la conmutación se sitúa en el mismo orden armónico. Por consiguiente, ha sido la técnica de modulación seleccionada para llevar a cabo la comparación con la técnica propuesta en esta tesis, y valorar de esta manera, la contribución de la técnica propuesta a la reducción de la DAT en la tensión de salida de la fuente de alimentación.

Con objeto de ilustrar gráficamente esta comparación, en la Figura 4.58 se muestran las formas de onda más significativas de la fuente de alimentación cuando la modulación del inversor se lleva a cabo mediante la técnica de eliminación de armónicos (izquierda) y la técnica de cancelación (derecha) en ambos casos de 7 cortes, así como sus correspondientes espectros armónicos. Sobre el espectro armónico dado en la Figura 4.58 b) y el detalle proporcionado en la Figura 4.58 c), se constata que el primer armónico no eliminado se sitúa en ambos casos en el orden armónico  $n=23$ , lo que corrobora que ambas técnicas son comparables en términos de  $DAT_{AF}$  ya que su espectro armónico de alta frecuencia es similar.

Atendiendo a las formas de onda presentadas en la Figura 4.58, la DAT presente en la tensión de salida ( $v_o$ ) se reduce significativamente cuando la modulación del inversor se lleva a cabo mediante la técnica de cancelación de armónicos propuesta, obteniéndose una reducción del 50% respecto a la Eliminación de Armónicos. Por otro lado, los armónicos de baja frecuencia mostrados en el detalle del espectro armónico dado en la Figura 4.58 c) permiten concluir que dicha reducción de la DAT se debe a la reducción del contenido armónico de baja frecuencia debido al funcionamiento de la carga no lineal, especialmente en el caso del quinto armónico, que es el más significativo.

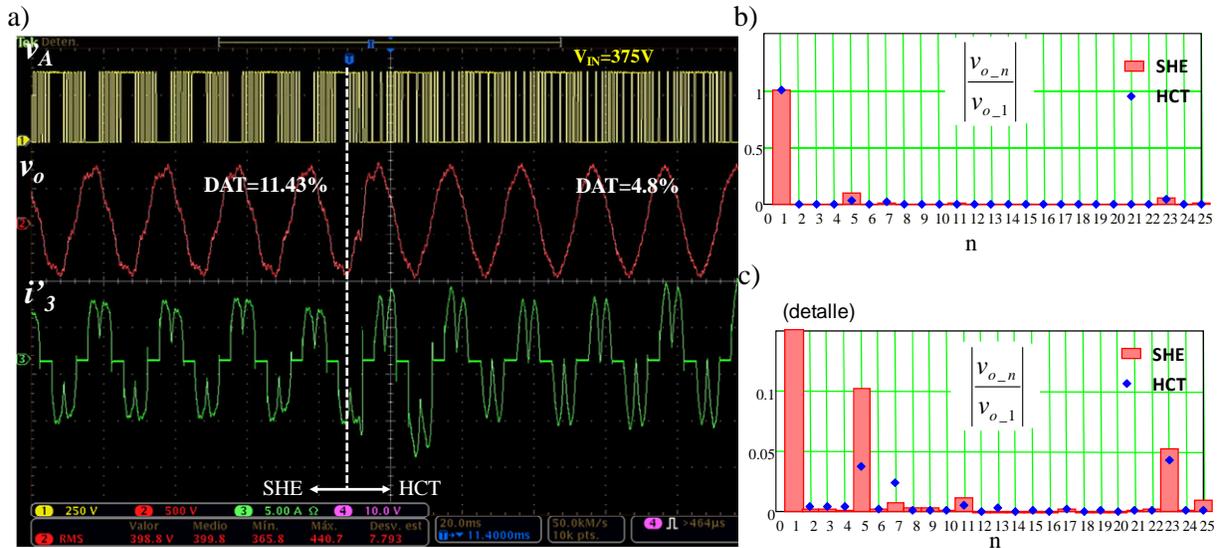


Figura 4.58 Comparación entre la técnica de eliminación de armónicos y la técnica de cancelación de armónicos, ambas de 7 cortes, para  $P_{CA}=970W$  y  $P_{CC}=40\% \cdot P_{CA}$ : a) formas de onda experimentales, b) espectro armónico de la tensión de salida para las dos técnicas de modulación consideradas, c) detalle del espectro armónico de la tensión de salida.

A partir de la medida experimental de la DAT, se ha establecido una comparación entre las técnicas de eliminación y cancelación de armónicos similar a la realizada teóricamente en la Tabla 4-IV. Se han considerado dos implementaciones de las técnicas de eliminación y cancelación de armónicos: 7 y 9 cortes, y se ha realizado un barrido completo del rango de funcionamiento del prototipo en el que se han considerado tres valores de tensión de entrada y tres potencias distintas en el cargador de baterías por cada tensión de entrada. Los resultados experimentales obtenidos se han incluido en la Tabla 4-XIV y en la Tabla 4-XV. En ambas tablas se observa que la DAT total medida resulta reducida en todos los casos cuando se utiliza la técnica de cancelación de armónicos frente a la eliminación de armónicos. Además, se proporciona la DAT desglosada en sus componentes de baja ( $DAT_{BF}$ ) y alta frecuencia ( $DAT_{AF}$ ), correspondientes a los armónicos debidos a la carga no lineal y los armónicos debidos a la modulación, respectivamente. Para ello, se particularizan las expresiones de  $DAT_{BF}$  (4.26) hasta el orden armónico 20 y de  $DAT_{AF}$  (4.27) del armónico 20 en adelante.

Tabla 4-XIV Medidas experimentales de DAT para distintos puntos de trabajo y dos técnicas de modulación: Eliminación (SHE) y cancelación de armónicos (HCT) de 7 cortes.

$P_{AC}(W)=1300W$		SHE			HCT		
$V_{IN}(V)$	$\%P_{CA}$	$DAT_{BF}(\%)$	$DAT_{AF}(\%)$	$DAT(\%)$	$DAT_{BF}(\%)$	$DAT_{AF}(\%)$	$DAT(\%)$
325	5	5,0	4,2	6,7	3,4	3,4	4,8
	20	8,6	4,3	9,6	2,4	3,3	4,1
	40	11,1	4,4	12,0	4,6	3,1	5,6
400	5	5,6	5,6	7,9	3,4	4,7	5,9
	20	8,5	5,8	10,3	3,6	4,7	6,0
	40	11,5	6,0	13,0	4,7	4,6	5,6
475	5	4,9	6,4	8,1	3,28	5,7	6,6
	20	8,5	6,7	10,9	4,1	5,7	7,0
	40	10,9	6,8	12,9	5,2	5,6	7,6

Tabla 4-XV Medidas experimentales de DAT para distintos puntos de trabajo y dos técnicas de modulación: Eliminación (SHE) y cancelación de armónicos (HCT) de 9 cortes.

$P_{AC}(W)=1300W$		SHE			HCT		
$V_{IN}(V)$	$\%P_{CA}$	$DAT_{BF}(\%)$	$DAT_{AF}(\%)$	$DAT(\%)$	$DAT_{BF}(\%)$	$DAT_{AF}(\%)$	$DAT(\%)$
325	5	4,8	2,7	5,5	2,5	2,3	3,3
	20	8,4	2,7	8,8	4,2	2,1	4,7
	40	11,2	2,9	11,5	4,6	2,0	5,1
400	5	5,3	3,5	6,3	3,6	3,2	4,8
	20	9,5	3,5	10,2	2,9	3,1	4,2
	40	11,8	3,7	12,4	4,3	3,0	5,2
475	5	4,4	4,0	5,9	3,4	3,7	5,1
	20	8,1	4,0	9,1	2,9	3,7	4,7
	40	11,7	4,2	12,4	5,2	3,6	6,3

A partir del análisis de los valores de DAT desglosada en alta y baja frecuencia proporcionados en la Tabla 4-XIV y en la Tabla 4-XV, se extraen las siguientes conclusiones relativas a ambos ámbitos:

#### *Distorsión armónica total de alta frecuencia, $DAT_{AF}$*

La  $DAT_{AF}$  obtenida con la técnica de cancelación de armónicos (HCT) propuesta es similar a la obtenida con la técnica de eliminación de armónicos (SHE) aunque, para las mismas condiciones, es ligeramente mejor en HCT. Como se ha comentado con anterioridad, la posición de los armónicos de alta frecuencia dentro del espectro armónico es la misma en ambos casos, sin embargo, dados los resultados obtenidos, la amplitud de los armónicos no eliminados no es la misma, siendo menor en el caso de cancelación de armónicos. De forma cualitativa, la reducción de la amplitud de los armónicos no eliminados en HCT respecto a SHE puede achacarse a la distinta distribución armónica que implementan ambas técnicas de modulación. Ya que, en el caso de SHE toda la energía disponible se distribuye entre el armónico fundamental y los armónicos no eliminados situados en alta frecuencia. Mientras que en HCT, además de generar el armónico fundamental y las componentes armónicas de alta frecuencia, parte de la energía disponible es inyectada en baja frecuencia para la generación de los armónicos de los armónicos de baja frecuencia propios de la cancelación.

En términos de tendencia de la  $DAT_{AF}$ , en ambos casos se obtiene la misma evolución con respecto a las condiciones de trabajo del sistema. Si se considera una aplicación en la que el filtro no varía, como es el caso del prototipo, la  $DAT_{AF}$  depende del número de cortes con que se ha implementado la modulación y de la tensión de entrada. En el primer caso, a medida que aumenta el número de cortes, el primer armónico no eliminado se desplaza a una frecuencia mayor y, por tanto, es atenuado en mayor medida por el filtro y la  $DAT_{AF}$  se reduce. En cuanto a la tensión de entrada, dado que la amplitud de los armónicos no deseados es proporcional a la tensión de alimentación, y la atenuación del filtro permanece constante a esa frecuencia, a medida que aumenta la tensión de alimentación aumenta la  $DAT_{AF}$ .

*Distorsión armónica total de baja frecuencia,  $DAT_{BF}$*

Se observa que la técnica de cancelación de armónicos reduce significativamente el contenido armónico de baja frecuencia de la tensión de salida. En este aspecto cabe destacar que la técnica propuesta de cancelación de armónicos genera los armónicos de baja frecuencia necesarios en la salida del inversor para cancelar aquellos debidos al funcionamiento de la carga no lineal y, por lo tanto, la  $DAT_{BF}$  de la tensión de salida es reducida significativamente. En el caso correspondiente a  $\%P_{CA}=40\%$  la DAT se reduce en más de un 50% en todos los casos. En cambio, la técnica de eliminación de armónicos está diseñada para desplazar el contenido armónico en la salida del inversor a frecuencias lo mayor posibles, generando una zona muerta en baja frecuencia en la que los armónicos generados por el inversor son cero. Como consecuencia, todo el contenido armónico de baja frecuencia debido a la corriente demandada por la carga no lineal se encuentra presente en la tensión de salida de la fuente de alimentación, aumentando la DAT.

Cuando se representan los resultados experimentales obtenidos relativos a la  $DAT_{BF}$  para 7 y 9 cortes en gráficos de dispersión (Figura 4.59 a) y b)), se observa que se reproduce la tendencia teórica obtenida en el apartado 4.2.3.2 y reproducida en la Figura 4.59 c) para facilitar la comparación.

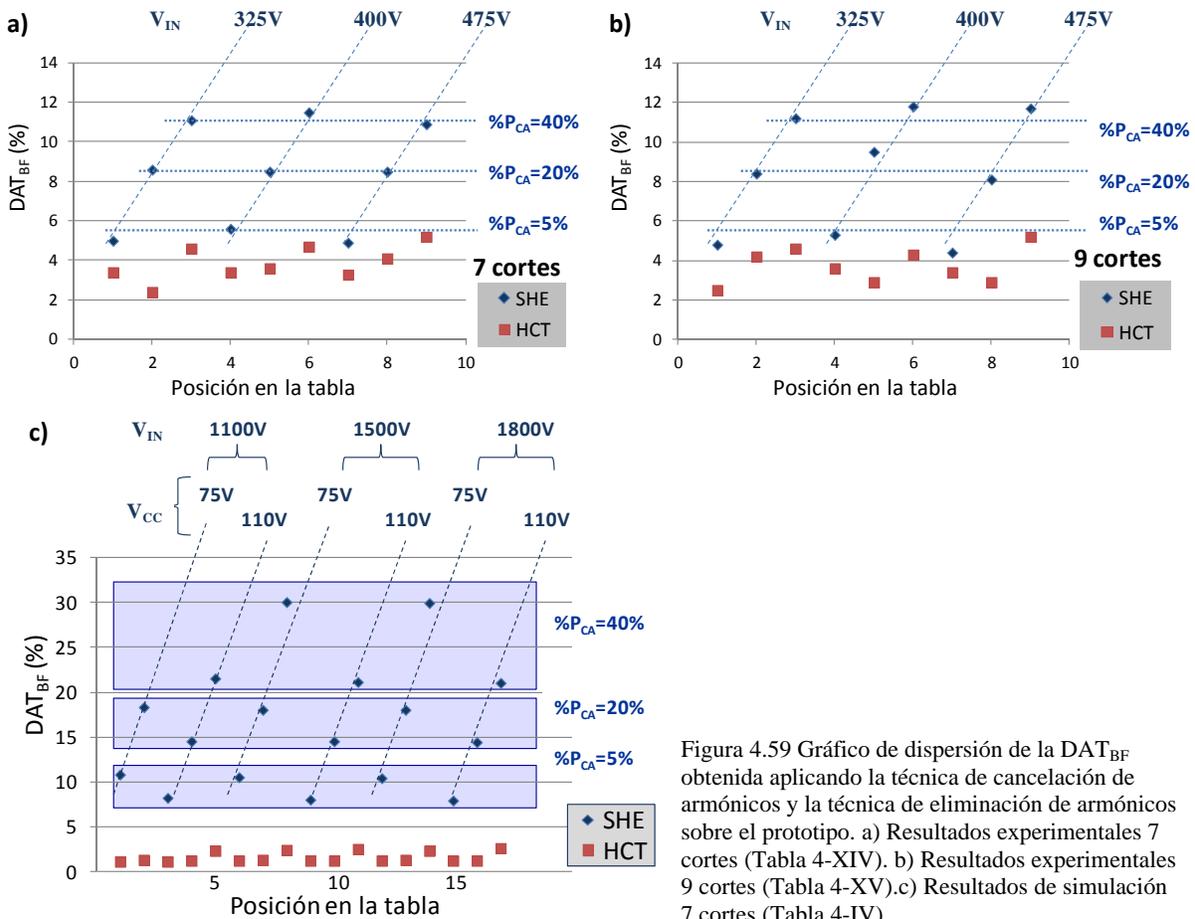


Figura 4.59 Gráfico de dispersión de la  $DAT_{BF}$  obtenida aplicando la técnica de cancelación de armónicos y la técnica de eliminación de armónicos sobre el prototipo. a) Resultados experimentales 7 cortes (Tabla 4-XIV). b) Resultados experimentales 9 cortes (Tabla 4-XV).c) Resultados de simulación 7 cortes (Tabla 4-IV)

Los resultados mostrados en la Figura 4.59 permiten validar las conclusiones extraídas previamente en el estudio teórico:

- Técnica de eliminación de armónicos (SHE)

La distribución de los puntos en el gráfico de dispersión tanto teórico como experimental, denotan la dependencia de la  $DAT_{BF}$  con el punto de trabajo en el que se encuentra funcionando la fuente de alimentación. En este aspecto, se observa que la DAT es independiente de la tensión de alimentación ( $V_{IN}$ ) pero presenta una fuerte dependencia de las condiciones de operación del cargador de baterías ( $V_{CC}$ ,  $\%P_{CA}$ ), obteniéndose una  $DAT_{BF}$  mayor a medida que aumenta la potencia demandada por la carga no lineal.

- Técnica de cancelación de armónicos (HCT)

La implementación de la técnica de modulación propuesta permite reducir la DAT presente en la tensión de salida en todos los casos analizados.

La menor dispersión de los puntos correspondientes a la técnica de cancelación de armónicos permite concluir que la implementación de dicha técnica no solo reduce la DAT debida al funcionamiento de la carga no lineal, sino que independiza significativamente la  $DAT_{BF}$  presente en la tensión de salida del punto de trabajo en el que opera dicha carga no lineal.

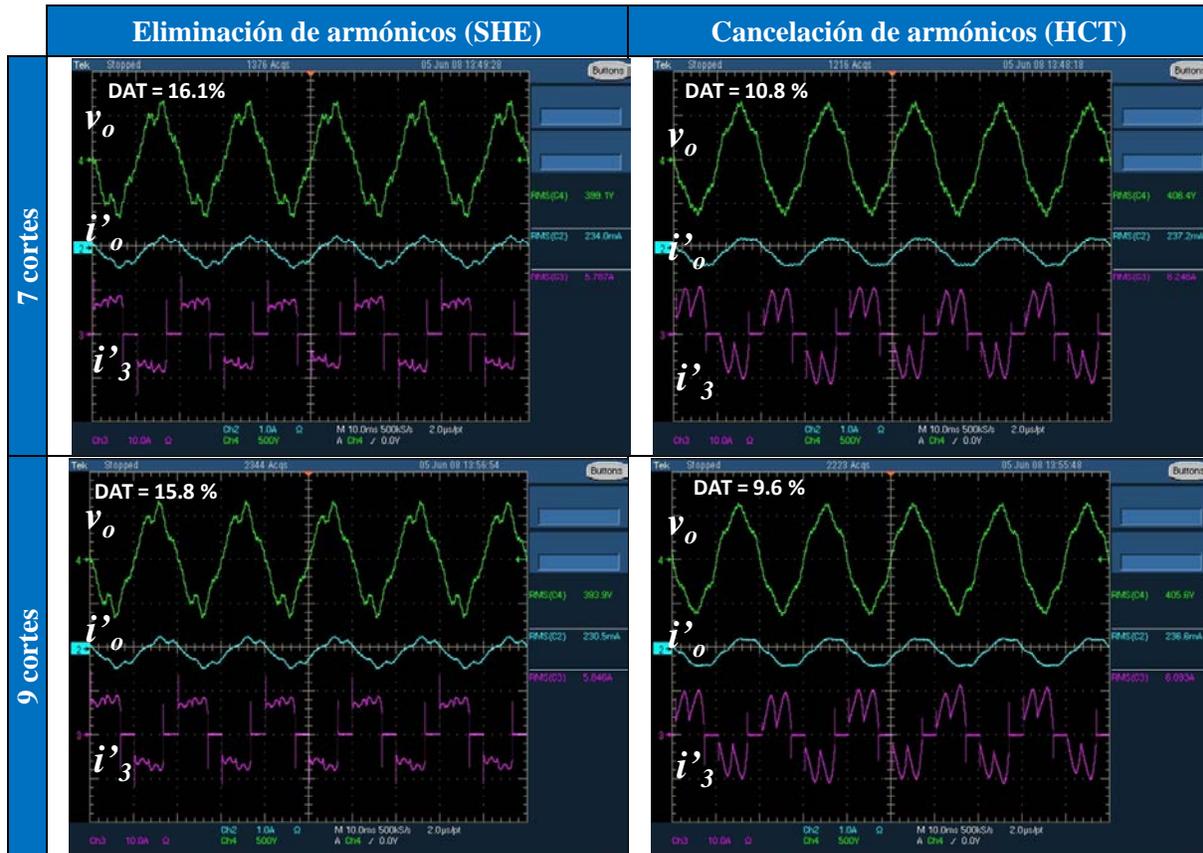
Las conclusiones extraídas en relación con la  $DAT_{BF}$  han sido extraídas a partir de los resultados experimentales obtenidos para dos números de cortes distintos: 7 y 9 cortes. Cabe destacar que al modificar el número de cortes, sólo se modifica el comportamiento en alta frecuencia y, por lo tanto, las conclusiones relativas al comportamiento en baja frecuencia son extrapolables a cualquier número de cortes.

#### **4.6.2.2 Comportamiento en condiciones de vacío en la salida CA**

Una situación muy restrictiva que se puede producir durante la operación de las fuentes de alimentación de servicios auxiliares de ferrocarril es la desconexión de los equipos conectados a la salida CA (condiciones de vacío) pero con el cargador de baterías en funcionamiento. Esta situación podría provocar el malfuncionamiento de todo el sistema, ya que desde el punto de vista del inversor la única carga de la que se dispondría sería el cargador de baterías conectado en el terciario del transformador. En estas condiciones, la distorsión de la tensión de salida puede provocar la aparición de picos instantáneos de tensión que pueden llegar a afectar al funcionamiento de cargas monofásicas que pudieran conectarse en ese momento al bus CA (ordenadores, iluminación electrónica, etc.).

Mediante el ensayo incluido en este apartado se comprueba el funcionamiento del sistema ante la situación de vacío en la salida de alterna, Tabla 4-XVI. Esta situación se ha implementado mediante la elevación del valor del reóstato hasta conseguir que la corriente por el secundario del transformador llegue a ser lo más pequeña posible. En este caso dicha corriente es de 250mA aproximadamente, frente a los 2A que circulan en condiciones nominales. El punto de trabajo del cargador de baterías se ha fijado en el punto de trabajo del cargador más restrictivo en términos de DAT, que corresponde a la máxima potencia considerada en la salida del cargador de baterías: 40% de la potencia CA nominal ( $P_{CA\_nom}$ ).

Tabla 4-XVI Ensayos de vacío en la salida CA, para una potencia de salida en el cargador de baterías del 40% de la potencia CA nominal ( $P_{CA}$ ).  $V_{IN}=400V$ ,  $P_{CC}= 40\% \cdot P_{CA\_nom}=0,4 \cdot 1kW$



Como se puede observar sobre los resultados mostrados en la Tabla 4-XVI, aunque la distorsión de la tensión de salida es mayor en condiciones de vacío que la obtenida cuando existe una carga conectada en la salida CA, la implementación de la técnica de cancelación de armónicos permite reducirla respecto a la obtenida con eliminación de armónicos, tanto cuando se implementa con 7 cortes como cuando se implementa con 9 cortes. Dicha reducción de la DAT permite reducir la probabilidad de aparición de picos instantáneos de tensión salida que pudieran llegar a estropear cargas monofásicas de baja potencia conectadas a la salida de la fuente de alimentación.

Cabe destacar que la convergencia hacia un patrón de disparo válido para cancelar los armónicos de baja frecuencia es dependiente de la solución inicial proporcionada al algoritmo de resolución del sistema de ecuaciones no lineales. Por lo tanto, la identificación de una solución inicial más cercana a las condiciones de vacío puede ayudar a mejorar la DAT y la forma de onda obtenida cuando la fuente de alimentación de servicios auxiliares opera en vacío.

#### 4.6.2.3 Respuesta del sistema ante escalones de las variables principales

La fuente de alimentación considerada se caracteriza por tener dos lazos de tipo *feedforward* y un lazo de realimentación. Los dos lazos de tipo *feedforward* implementados en el prototipo atienden a la variación instantánea de la tensión de entrada ( $V_{IN}$ ) y al cambio en la potencia cedida por el cargador de baterías. En este último caso, dado que se ha implementado un cargador de baterías simplificado con tensión de salida regulada a 75V, basta con medir la corriente de salida del

cargador para identificar el nuevo punto de trabajo del cargador de baterías y seleccionar el patrón de disparo adecuado para realizar la cancelación de armónicos.

En cuanto al lazo de realimentación, es el encargado de mantener la tensión eficaz de salida igual a su valor de referencia, impuesto por las especificaciones de la fuente de alimentación auxiliar. Dicho lazo de realimentación tiene una dinámica lenta, dado que para garantizar la estabilidad del conjunto su ancho de banda debe ser menor que la frecuencia de resonancia de dicho filtro, como se ha justificado previamente en el apartado 4.5.2, dedicado a la estructura de control. En el caso del prototipo implementado, la frecuencia de resonancia del filtro formado por  $L_{IN}$  y  $C_{IN}$  se sitúa en 33Hz y el ancho de banda considerado para el inversor es de aproximadamente 1Hz. Cabe destacar que el control introduce un retardo puro ( $R(s)$ ) debido a que el cambio de patrón de disparo no se realiza de forma instantánea, sino que es necesario un cierto tiempo para llevar a cabo el cálculo de las variables de inicialización y además el cambio se realiza cuando una de las fases pasa por cero. Dado que cada  $60^\circ$  (3,3ms) se produce el paso por cero de alguna de las fases, y se ha estimado que el retardo máximo que se puede producir es 1,5 veces ese tiempo, se ha aproximado el efecto de dicho retardo en el lazo mediante un polo, como se muestra en la expresión (4.58) [137].

$$R(s) = e^{-s \cdot 1,5 \cdot 3,3ms} \approx \frac{1}{1,5 \cdot 3,3 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1} \tag{4.58}$$

En la Figura 4.60, se muestra el efecto del retardo introducido sobre el lazo, como se puede observar con el ancho de banda establecido para el inversor (aproximadamente 1Hz) el efecto sobre la fase debido al retardo es despreciable a la frecuencia de cruce del lazo de control y, por consiguiente la estabilidad no se ve afectada por dicho retardo.

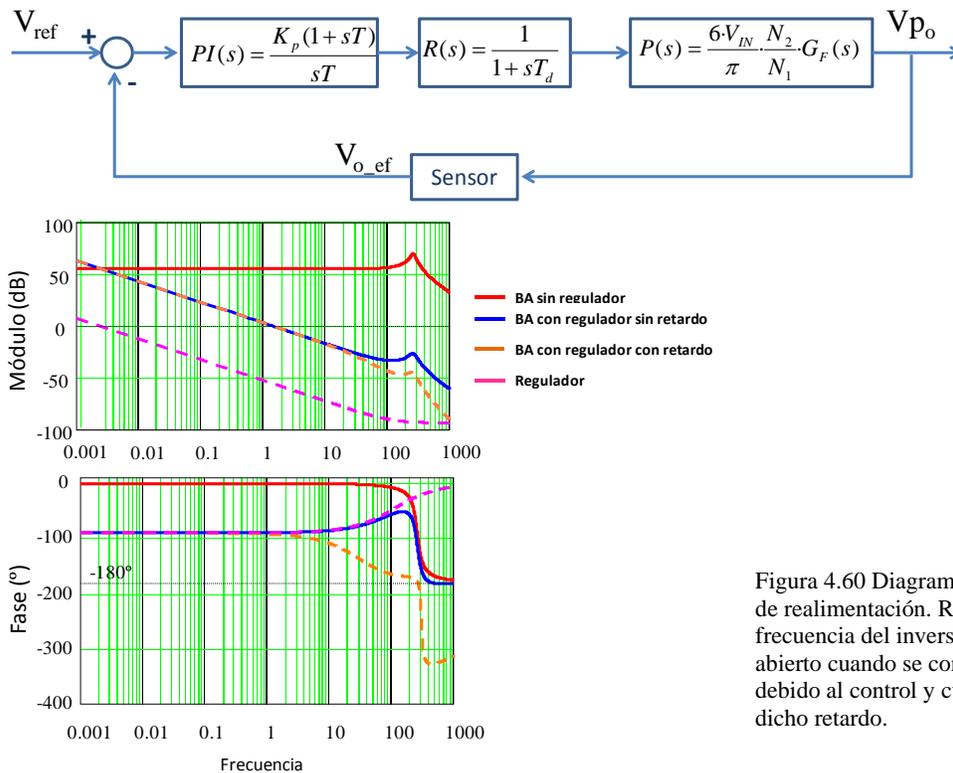


Figura 4.60 Diagrama de bloques del lazo de realimentación. Respuesta en frecuencia del inversor, regulador y lazo abierto cuando se considera el retardo debido al control y cuando no se considera dicho retardo.

La tabla de control utilizada contempla los rangos de operación de tres de las variables del

sistema:  $I_{CC}$ ,  $V_{IN}$ ,  $\lambda$ . En cuanto al paso de discretización considerado para cada una de las variables, se recogen en la Tabla 4-XVII. Donde el paso de discretización del grado de carga corresponde a asumir un error en la tensión eficaz de salida de  $2,5V_{ef}$  sobre los  $400V_{ef}$  nominales.

Tabla 4-XVII Discretización de los rangos de funcionamiento del prototipo.

Paso de discretización	Rango	Nº valores (NV)
$\Delta V_{IN}=25V$	300-500	9
$\Delta \% P_{CA}=5\%$	5%-40%	8
$\Delta \lambda=0.4$	0,4-1,2	3

Como consecuencia de utilizar un lazo de realimentación con dinámica lenta, cuando se produce una variación en alguna de las magnitudes monitorizadas por los lazos *feedforward*, la acción predominante es la de estos lazos, de forma que se corrige la perturbación antes de que ésta se refleje en la tensión de salida. En la Figura 4.61 y en la Figura 4.62 se ilustra el comportamiento del sistema ante variaciones en forma de escalón tanto de la corriente demandada por la carga CC como de la tensión de entrada.

En la Figura 4.61 se muestra un escalón de la potencia demandada por la carga del rectificador trifásico controlado de  $P_{CC}=20\% \cdot P_{CA}$  (MCD) a  $P_{CC}=40\% \cdot P_{CA}$  (MCC), que obliga a cambiar el modo de conducción en el que trabaja el rectificador, pasando de trabajar en MCD a trabajar en MCC. Cuando se produce el cambio en la demanda de potencia, éste es detectado por el lazo *feedforward* correspondiente, que selecciona un nuevo patrón para hacer frente a las nuevas condiciones de funcionamiento. Como consecuencia del cambio de patrón de disparo se aprecia un pequeño transitorio en la tensión de salida, pero tras dicho transitorio se obtiene una forma de onda con muy baja DAT. En términos de DAT, para los dos puntos de trabajo considerados del rectificador trifásico, la DAT obtenida no supera el 6% en el peor de los casos.

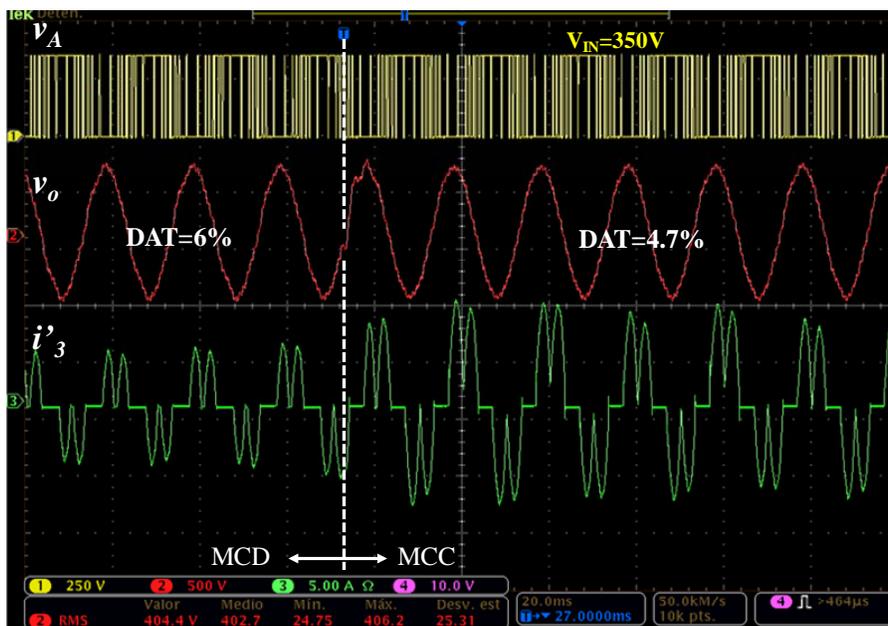


Figura 4.61 Escalón en la corriente demandada ( $I_{CC}$ ) por el cargador de baterías desde  $P_{CC}=20\% \cdot P_{CA}$  (MCD) a  $P_{CC}=40\% \cdot P_{CA}$  (MCC).

En el caso representado en la Figura 4.62 se produce un escalón en la tensión de entrada desde 375V a 400V, siendo el punto de trabajo seleccionado para la carga no lineal la frontera entre MCC y MCD. Sobre la tensión de entrada se observa que, por efecto del filtro de entrada, la tensión aplicada al inversor oscila ligeramente antes de estabilizarse en el valor de destino del escalón aplicado.

El retardo que se observa respecto al punto en el que se inicia el escalón de tensión, es debido a que, la selección del patrón de disparo se realiza seleccionando el patrón correspondiente a la tensión de entrada almacenada en la tabla cuyo valor sea el inmediatamente inferior al detectado por el lazo *feedforward*. Por lo tanto, hasta que la tensión de entrada no alcanza un valor ligeramente superior al que esté almacenado en la tabla, no se detecta el cambio de las condiciones de operación y no se realiza el cambio de patrón de disparo.

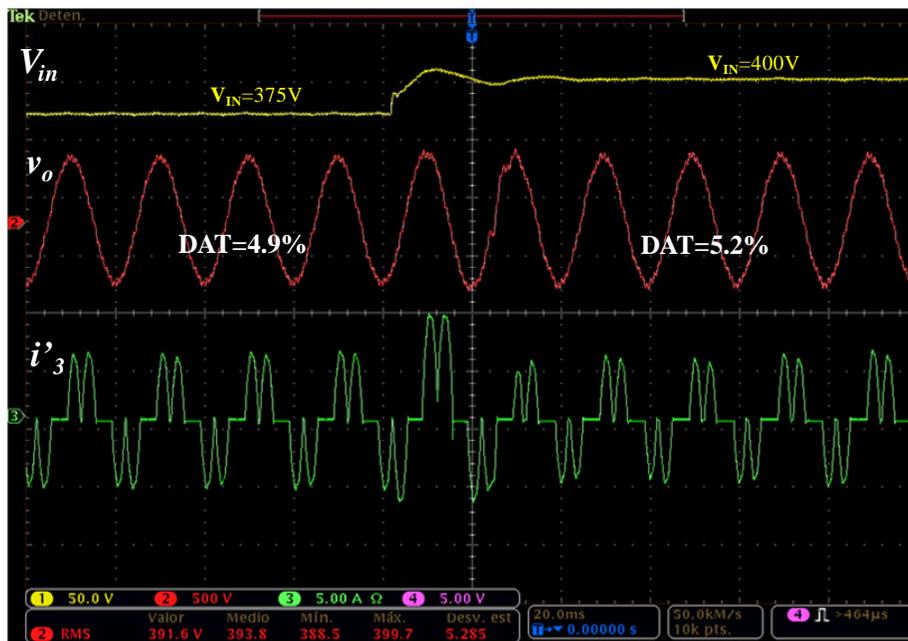


Figura 4.62 Escalón en la tensión de entrada ( $V_{IN}$ ) de 375 a 400V, para  $P_{CC}=30\% \cdot P_{CA}$  (Frontera MCC-MCD).

Por último en la Figura 4.63 se ilustra un escalón de la carga CA, también correspondiente a la frontera entre MCC y MCD en el rectificador trifásico controlado. Dicho escalón de potencia parte de una potencia de 400W y llega a una potencia de 1200W, triplicando la potencia de partida.

La tensión de salida del inversor es independiente de la carga, excepto por la presencia de parásitos tales como la resistencia serie del transformador ( $R_{ecc}$ ) que, al aumentar la corriente demandada por la carga, aumentan la caída de tensión entre sus bornes y, como consecuencia, reducen la tensión de salida. Sin embargo, en el caso del prototipo implementado, debido al reducido tamaño de la resistencia serie del transformador, la variación de la tensión de salida como consecuencia del escalón de carga es muy pequeña y, como consecuencia, no es necesario llevar a cabo un cambio de patrón de disparo. En términos de DAT, ésta se mantiene en el entorno del 5%. Cabe destacar que cuando la salida CA está proporcionando 400W a la carga CA, la potencia cedida por la carga no lineal es del 70% de dicha potencia, e incluso en estas condiciones la técnica de cancelación de armónicos es capaz de mantener la DAT en valores inferiores al 6%.

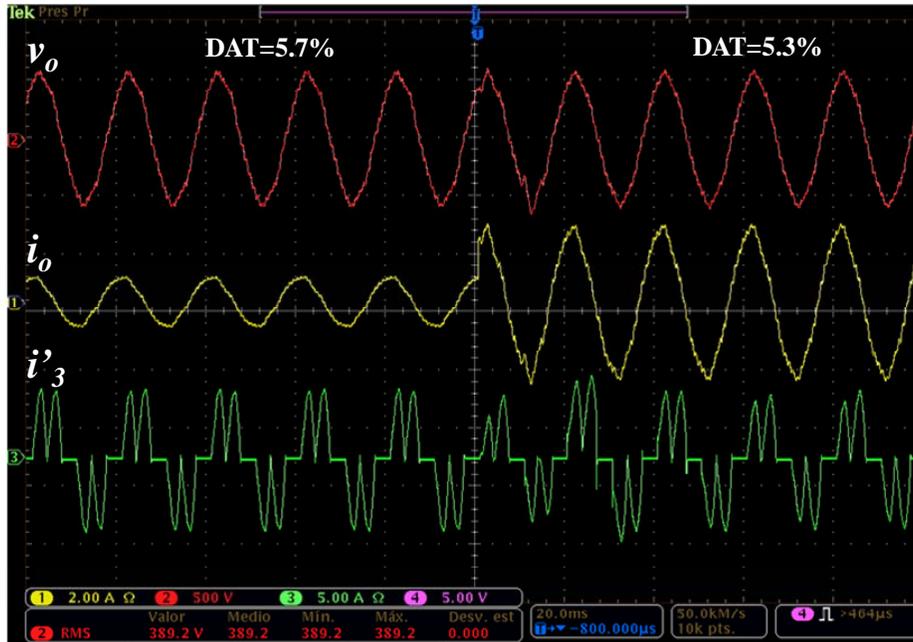


Figura 4.63 Escalón en el grado de carga CA ( $\lambda$ ) de 400W a 1200W.  $V_{IN}=350V$ ,  $P_{CC}=30\% \cdot P_{CA}$  (Frontera MCC-MCD).

#### 4.6.2.4 Estimación de parámetros

La estimación de los parámetros utilizados para el cálculo de los patrones de disparo se ha llevado a cabo mediante medidas sencillas que han permitido determinar la bobina de filtro ( $L_F$ ) integrada en el transformador, la resistencia situada en serie con dicha bobina ( $R_{ecc}$ ), la bobina de filtro de la salida CC ( $L_{CC}$ ) y su correspondiente resistencia parásita serie ( $R_{LCC}$ ).

#### Estimación de la inductancia de la bobina del filtro CA ( $L_F$ ) y su resistencia serie ( $R_{ecc}$ )

Para la determinación de la inductancia de la bobina de filtro ( $L_F$ ) y su resistencia serie ( $R_{ecc}$ ) basta con llevar a cabo el ensayo de cortocircuito sobre el transformador, como se representa en la Figura 4.64. A partir de la tensión y corriente de cortocircuito y del desfase medido entre ambas magnitudes, se obtienen tanto la resistencia (4.60) como la inductancia de la bobina de filtro (4.61) a la frecuencia fundamental (50Hz).

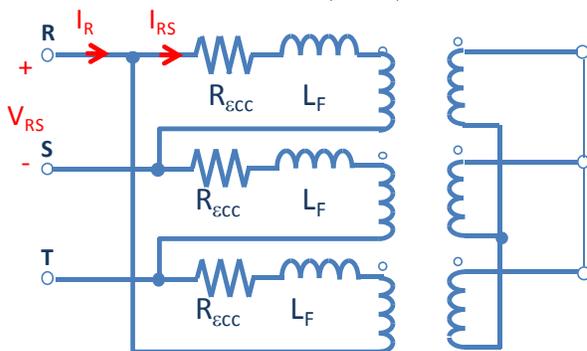


Figura 4.64 Ensayo de cortocircuito.

$$Z = \frac{V_{RS}}{I_{RS}} = \frac{V_{RS} \cdot \sqrt{3}}{I_R} \quad (4.59)$$

$$R_{ecc} = Z \cdot \cos(\rho) \quad (4.60)$$

$$L_F = \frac{Z \cdot \sin(\rho)}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad (4.61)$$

Donde:

$\rho$  Desfase entre la tensión  $V_{RS}$  y la corriente  $I_{RS}$ .

### Estimación de la inductancia de la bobina del filtro de salida del cargador de baterías ( $L_{CC}$ ) y su resistencia serie ( $R_{CC}$ )

En el caso de la bobina del filtro de la salida CC, para la determinación de la resistencia serie ( $R_{LCC}$ ) basta con la medida de la resistencia en continua sobre la bobina para obtener un valor suficientemente aproximado. Sin embargo, en el caso de la inductancia de la bobina de dicho filtro ( $L_{CC}$ ), la medida mediante un analizador de impedancias o mediante un osciloscopio de la corriente obtenida para una cierta tensión sinusoidal aplicada no resultan suficientemente precisas. Como se muestra en la Figura 4.65.

Sobre dicha figura se observa un aumento significativo de la DAT en torno a la frontera entre modos de conducción del rectificador trifásico. Ello es debido a que la incorrecta estimación de dicha bobina se traduce en que la determinación del modo de conducción para el cálculo de los patrones de disparo no se corresponde con la realidad y, por lo tanto, los patrones de disparo en torno a dicho punto se calculan con un modelo de corriente que no corresponde con el punto de operación real.

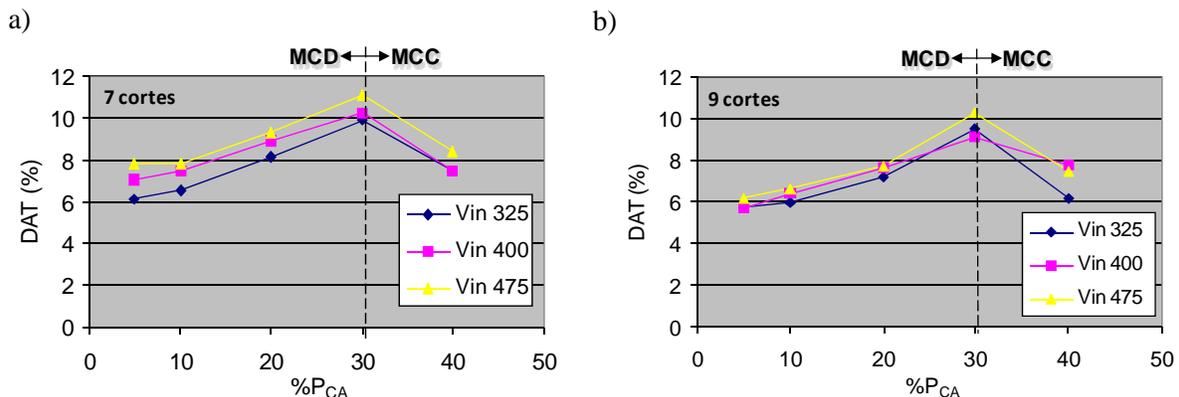


Figura 4.65 Efecto sobre la DAT de la incorrecta estimación de  $L_{CC}$  para tres tensiones de entrada distintas. a) 7 cortes y b) 9 cortes.  $L_{CC}=3,2$ mH.

Sin embargo, mediante un sencillo procedimiento de medida sobre la fuente de alimentación, es posible mejorar la estimación de la bobina  $L_{CC}$  y, por consiguiente, mejorar los resultados de DAT obtenidos con la aplicación de la técnica de cancelación de armónicos.

Dicho procedimiento consiste en:

1. Detectar experimentalmente la potencia de salida del rectificador controlado que corresponde a la frontera MCC-MCD. En este caso  $P_{CC}=20\% \cdot P_{CA}$ .
2. Para dicha potencia elaborar una tabla de control con patrones calculados para distintos valores de  $L_{CC}$ .
3. Medir la DAT obtenida modulando el inversor con cada uno de los patrones calculados en el punto 2.
4. Seleccionar el valor de  $L_{CC}$  que minimiza la DAT.

En la Figura 4.66 se observan los resultados obtenidos siguiendo el procedimiento anterior, y la selección del valor de bobina  $L_{CC}$  que finalmente se ha utilizado para la obtención de los resultados experimentales, que corresponde al mínimo de DAT obtenido con el barrido realizado.

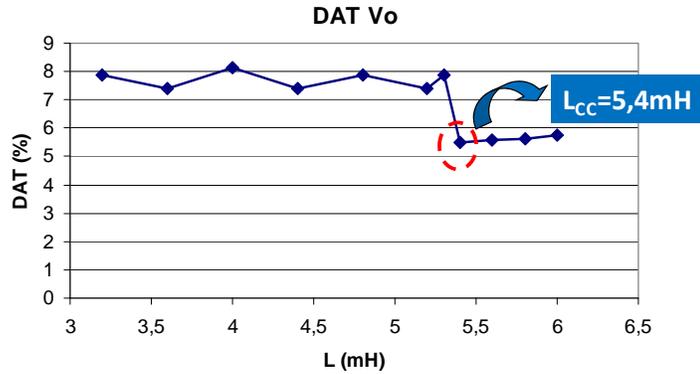


Figura 4.66 DAT frente a  $L_{CC}$  cuando el rectificador controlado funciona en la frontera entre MCC y MCD. Condiciones del ensayo:  $V_{in}=400V$ ,  $V_o=400V_{ef}$ ,  $V_{CC}=75V$ ,  $\%P_{CA}=20$ .

Como se puede observar en la Figura 4.67 con este simple procedimiento es posible mejorar sensiblemente los resultados obtenidos en cuanto a DAT, si se comparan con los resultados mostrados en la Figura 4.65.

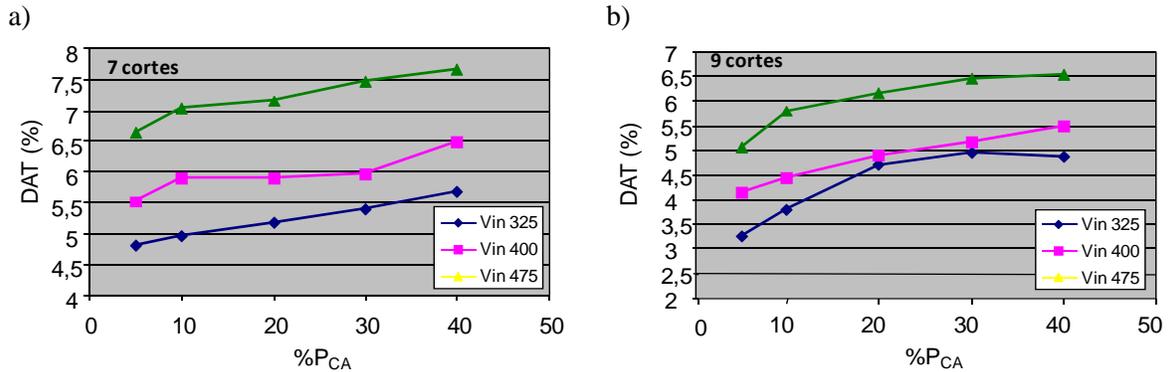


Figura 4.67 DAT para tres tensiones de entrada distintas considerando  $L_{CC}=5,4mH$ . a) 7 cortes y b) 9 cortes.

Dada la dependencia de los resultados obtenidos, en términos de DAT, respecto a la estimación de los parámetros de la fuente de alimentación considerada, surge como posible trabajo futuro estudiar la posibilidad de implementar estrategias de *autotuning* que faciliten la calibración de los parámetros y, por consiguiente, mejoren las prestaciones obtenidas con la implementación de la estrategia de modulación propuesta.



## 4.7 Herramienta CAD para la automatización del diseño del convertidor cuando se utiliza la técnica de cancelación de armónicos

Con objeto de facilitar la obtención de las tablas de control y el diseño de convertidores utilizando la técnica de cancelación de armónicos, se ha desarrollado una aplicación informática que permite la determinación automática de las tablas de control así como algunas funcionalidades adicionales. Para ello, se ha partido de las hojas de cálculo desarrolladas para esta tesis y, contando con la ayuda de un programador profesional, se ha desarrollado la aplicación informática cuyas funcionalidades básicas se presentan en este apartado.

### 4.7.1 Datos de entrada

#### *Definición de componentes y administración de base de datos*

El programa permite gestionar cuatro bases de datos de componentes correspondientes a condensadores del filtro CA, IGBTs del inversor, chapas magnéticas para la construcción del transformador y características del transformador. Cada elemento de dichas bases de datos contiene las características básicas del mismo que serán utilizadas posteriormente en el programa para el cálculo de pérdidas, etc.

Dentro de la gestión de dichas bases de datos, es posible introducir nuevos elementos así como eliminar o editar elementos existentes. A modo de ejemplo de la pantalla de gestión de bases de datos se muestra la correspondiente a la base de datos de condensadores en la Figura 4.68. Para el resto de componentes la pantalla de gestión de la base de datos es muy similar y ofrece exactamente las mismas funcionalidades:

- Modificar, añadir o eliminar un determinado componente a la base de datos
- Añadir, guardar, cargar una nueva lista de componentes, imprimir o copiar la lista de componentes contenida en la base de datos

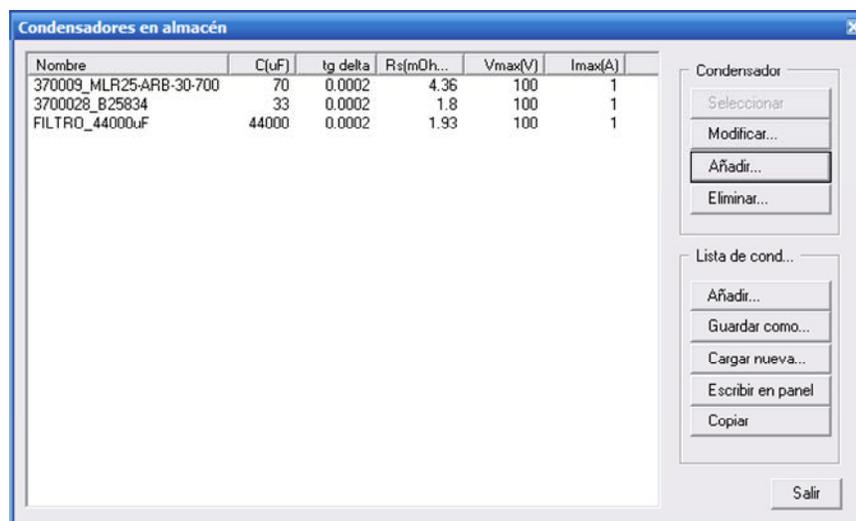


Figura 4.68 Ejemplo de la pantalla de gestión de la base de datos de condensadores en la aplicación informática para la automatización del diseño de convertidores cuando se utiliza la técnica de cancelación de armónicos.

### Definición de la fuente de alimentación de servicios auxiliares

La fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada para el cálculo de la tabla de ángulos de cancelación de armónicos así como para el cálculo de las pérdidas o el análisis de sensibilidad del filtro CA se define a partir de la selección de componentes contenidos en las bases de datos mencionadas y de algunos datos adicionales, tales como la definición de las características del cargador de baterías alimentado desde el terciario del transformador.

Igual que en el caso anterior, los diseños considerados se pueden guardar en una base de datos gestionada desde el programa que permite añadir nuevos diseños, cargar diseños pre-existentes, modificarlos o eliminarlos. La pantalla de gestión es igual a la mostrada como ejemplo en la Figura 4.68 para los condensadores.

En cuanto a la pantalla de entrada de datos para la definición de la fuente de alimentación de servicios auxiliares, se muestra en la Figura 4.69. Los botones situados a la derecha en la pantalla de entrada de datos de la Figura 4.69 permiten acceder a las bases de datos de componentes para la selección del componente deseado en cada caso. Tras la selección de los componentes adecuados, basta con definir la carga CA y los parámetros del cargador de baterías para finalizar la definición de la fuente de alimentación auxiliar y poder comenzar con la obtención de los datos de salida deseados.

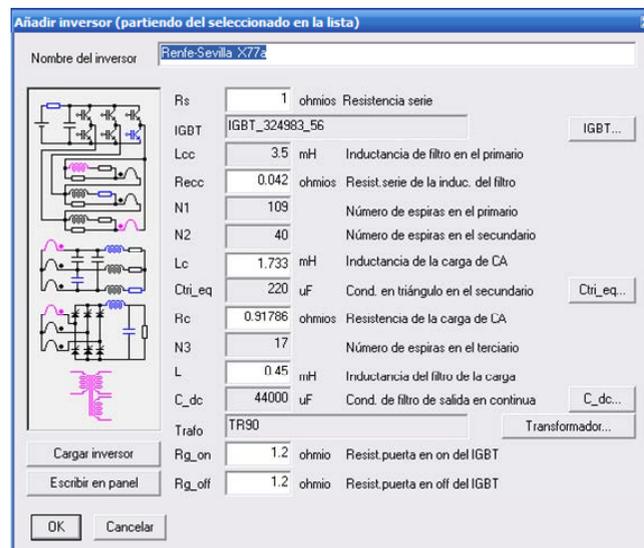


Figura 4.69 Pantalla de entrada de datos para la definición del diseño de la fuente de alimentación de servicios auxiliares.

### Definición del punto de trabajo nominal

Por último es necesario definir un punto de trabajo nominal a través de la pantalla correspondiente, que se muestra en la Figura 4.70.

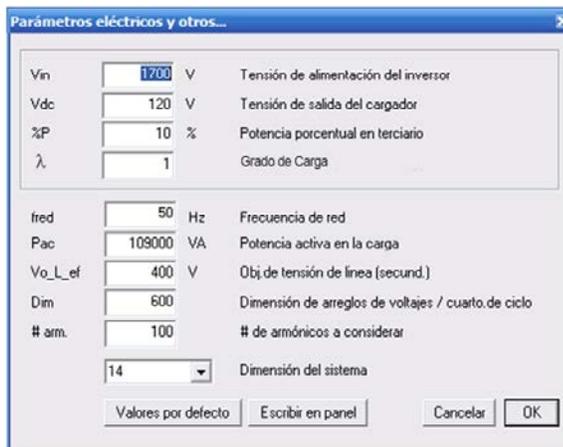


Figura 4.70 Pantalla de entrada de datos para la definición del punto de trabajo nominal.

## 4.7.2 Datos de salida

La herramienta CAD desarrollada permite obtener distintos datos de salida correspondientes a las funcionalidades descritas a continuación.

### *Cálculo de patrones de disparo*

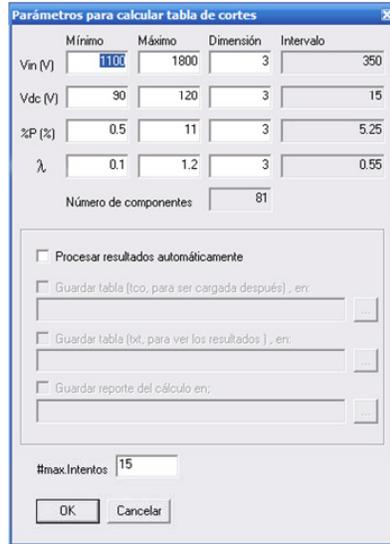
La principal funcionalidad de la herramienta CAD se centra en la obtención de los patrones de disparo necesarios para llevar a cabo la cancelación de armónicos. En este aspecto cabe destacar la posibilidad de obtener patrones de disparo para puntos de trabajo concretos o la obtención de una tabla de control completa para el rango de operación definido de la fuente de alimentación de servicios auxiliares.

#### 1. Para un punto de trabajo concreto

El punto de trabajo considerado en este caso es el definido como nominal a través de la pantalla mostrada en la Figura 4.70. La herramienta permite guardar patrones de disparo calculados para distintos puntos de trabajo y cargarlos simultáneamente con objeto de permitir la comparación de resultados en términos de formas de onda, DAT o pérdidas.

#### 2. Tabla de patrones de disparo para un rango de operación

Previo a la generación de la tabla de patrones de disparo para el rango de operación de la fuente de alimentación auxiliar es necesario definir los rangos de operación de las distintas variables así como el paso de discretización de cada una de ellas a través del cuadro de diálogo de la Figura 4.71. Dado que el proceso es automático, se define un número máximo de iteraciones para la determinación de cada patrón, de forma que si se alcanza dicho número de iteraciones sin encontrar solución se considera que ésta no existe y se pasa al siguiente punto de trabajo.



	Mínimo	Máximo	Dimensión	Intervalo
Vin (V)	1100	1800	3	350
Vdc (V)	90	120	3	15
%P (%)	0.5	11	3	5.25
$\lambda$	0.1	1.2	3	0.55
Número de componentes	81			

Procesar resultados automáticamente  
 Guardar tabla (tco, para ser cargada después) , en: \_\_\_\_\_  
 Guardar tabla (bt, para ver los resultados) , en: \_\_\_\_\_  
 Guardar reporte del cálculo en: \_\_\_\_\_

#max Intentos: 15

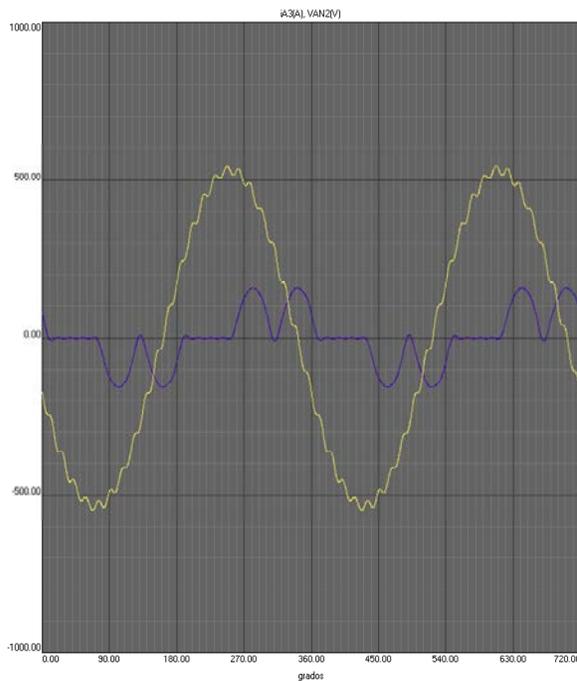
OK Cancelar

Figura 4.71 Pantalla de entrada de datos para la definición de los rangos de operación de la fuente de alimentación de servicios auxiliares.

### Representación de formas de onda significativas y cálculo de la DAT de la tensión de salida

Se proporciona la posibilidad de representar gráficamente las formas de onda temporales más significativas para un punto/s de trabajo concretos, que se seleccionan sobre un cuadro de diálogo que muestra el esquema de la fuente de alimentación auxiliar y las distintas formas de onda disponibles para la representación. Como se muestra en la Figura 4.72.

a)



b)

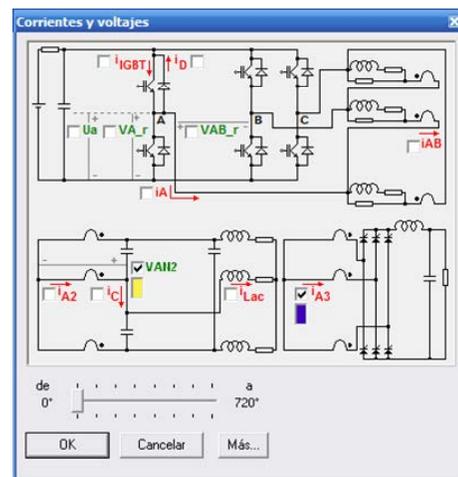


Figura 4.72 a) Panel gráfico con la representación de las formas de onda temporales, b) cuadro de diálogo para la selección de las variables a representar en el panel gráfico.

También se proporcionan los valores pico a pico, eficaces y medios de todas estas formas de onda a través de un panel de texto.

### Cálculo de pérdidas

Con objeto de facilitar el diseño del convertidor teniendo en cuenta la implementación de la técnica de cancelación de armónicos, se proporciona una estimación las pérdidas en distintos elementos tales como:

- Inversor → Pérdidas en conmutación y en conducción teniendo en cuenta el diodo en antiparalelo.
- Transformador → Pérdidas en el cobre, y en el núcleo (histéresis y Foucault) y pérdidas en el núcleo auxiliar necesario para la integración de la bobina de filtro en el transformador.

### Análisis de sensibilidad del filtro CA

Por último, es posible realizar un análisis de sensibilidad respecto al filtro CA de salida en el que se lleva a cabo un barrido de los parámetros que afectan al filtro CA, dentro de unos rangos definidos por el usuario a través del cuadro de diálogo de la Figura 4.73.

Como resultado de dicho análisis se proporciona una tabla en formato texto con las distintas combinaciones de variables analizadas y la DAT obtenida en cada caso.

a)

	mínimo	actual	máximo
N2	40	41	42
N3	17	18	19
Ctri_eq (uF)	220.4475	232.05	243.6525
Lc (mH)	0.4275	0.45	0.4725

b)

N1	N2	N3	Ctri_eq (uF)	Lc (uH)	THD(%)
102	41	18	232.050	0.450	5.771
102	40	17	220.447	0.427	6.403
102	40	17	220.447	0.472	6.376
102	40	17	243.653	0.427	5.713
102	40	17	243.653	0.472	5.692
102	40	19	220.447	0.427	6.326
102	40	19	220.447	0.472	6.300
102	40	19	243.653	0.427	5.645
102	40	19	243.653	0.472	5.625
102	42	17	220.447	0.427	5.966
102	42	17	220.447	0.472	5.942
102	42	17	243.653	0.427	5.324
102	42	17	243.653	0.472	5.306
102	42	19	220.447	0.427	5.876
102	42	19	220.447	0.472	5.853
102	42	19	243.653	0.427	5.244
102	42	19	243.653	0.472	5.227
La mejor:					
102	42	19	243.653	0.472	5.227

Figura 4.73 a) Definición de los rangos para el análisis de sensibilidad de los parámetros que afectan al filtro CA, b) Tabla en formato texto con los resultados del análisis.

De esta forma se facilita el diseño del filtro para garantizar la robustez de la técnica de cancelación de armónicos.



## 4.8 Evaluación de la implementación PWM de la técnica de cancelación de armónicos

Debido a la naturaleza cuasi-estática de la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada, la realización de un control basado en una tabla de control que contiene patrones de disparo pre-calculados es suficiente para conseguir unas buenas prestaciones como se ha mostrado a lo largo de los apartados anteriores. Sin embargo, en el caso de la técnica de cancelación de armónicos propuesta, ello implica la caracterización mediante los coeficientes de la serie de Fourier de la corriente demandada por la carga no lineal y, por lo tanto, conocer a priori dicha carga.

En una aplicación como la fuente de alimentación propuesta, en la que la carga no lineal está perfectamente identificada a priori y que se puede caracterizar con relativa facilidad, no supone un problema. Sin embargo, dicha técnica no sería aplicable si la carga lineal no fuera conocida. Por tanto, en este apartado se evalúa la posibilidad de implementar la cancelación de armónicos basando la generación de los ángulos en la PWM tradicional, realizada mediante la comparación de una señal moduladora de baja frecuencia y una señal portadora de alta frecuencia.

De esta forma, la pre-distorsión de la tensión de salida del inversor se lleva a cabo de forma instantánea mediante la construcción de una señal moduladora que contiene, no sólo el primer armónico, sino también el contenido armónico de baja frecuencia necesario para cancelar el contenido armónico debido al funcionamiento de la carga no lineal. A lo largo de este apartado se lleva a cabo una evaluación de la posibilidad de implementar la cancelación de armónicos mediante técnicas PWM a partir de resultados de simulación. Así mismo, otro objetivo de este apartado es la comparación de la implementación PWM frente a la implementación basada en el cálculo analítico de los patrones de disparo, en términos de capacidad de reproducir los armónicos de baja frecuencia en la salida del inversor, y el número de conmutaciones necesarias para ello.

El caso más general para la implementación PWM del concepto de cancelación de armónicos, se basa en generar la señal moduladora del inversor a partir de la medida de la corriente de salida del inversor ( $i_A$ ), ya que de esta forma es posible atender a cargas no lineales completamente arbitrarias y no concentradas.

Sin embargo, con objeto de demostrar el concepto de forma sencilla y poder comparar las prestaciones obtenidas, con las obtenidas mediante el cálculo analítico de los patrones de disparo (HCT), en este apartado se desarrolla la implementación PWM (HCT-PWM) a partir de la medida de la corriente demandada por la carga no lineal ( $i'_3$ ). Cabe destacar que la implementación del caso general sería equivalente en complejidad matemática al desarrollo realizado para implementar la moduladora a partir de la corriente medida en la entrada de la carga no lineal que se muestra en este apartado.

La fuente de alimentación considerada para llevar a cabo el estudio es la misma que la utilizada para llevar a cabo el estudio teórico y la validación mediante simulación de la técnica de cancelación de armónicos implementada mediante tablas de control. Su esquema eléctrico se encuentra representado en la Figura 4.74 y los valores de los distintos componentes de la misma se resumen en la Tabla 4-XVIII.

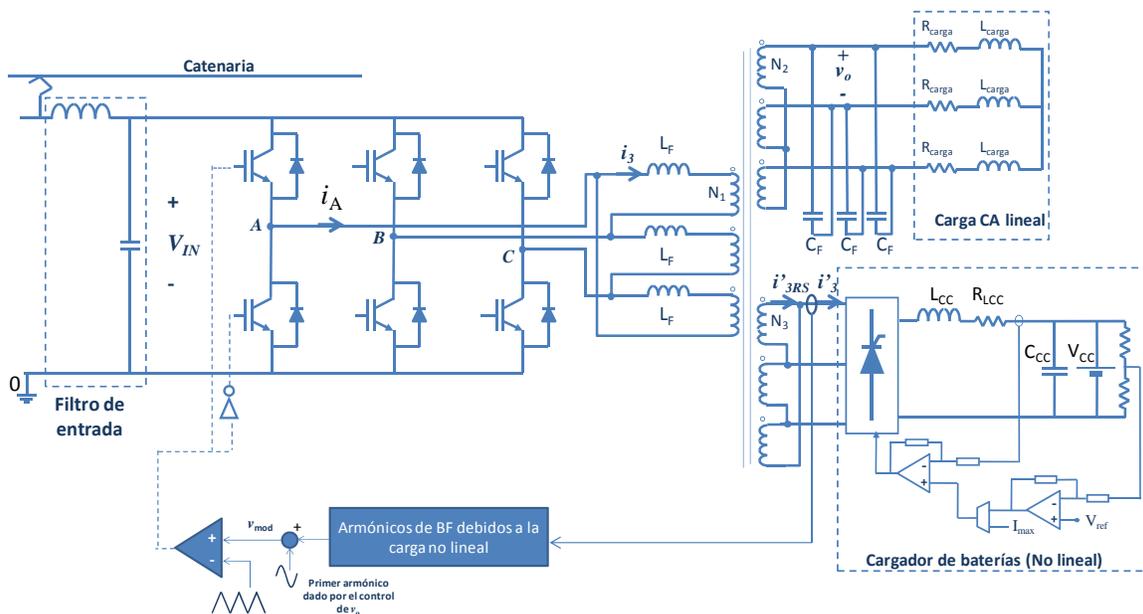


Figura 4.74 Esquema eléctrico de una fuente de alimentación de servicios auxiliares con bus CA trifásico de salida y con salida CC que actúa como cargador de baterías.

Tabla 4-XVIII Valores de los distintos elementos de la fuente de alimentación auxiliar representada en la Figura 4.74.

$L_F$	$R_{gcc}$	$C_F$	$N_1$	$N_2$	$N_3$	$R_{Lcc}$	$L_{CC}$	$C_{CC}$	$S_{CA}$	$\cos\phi$	$V_{o\_ef}$
3,5mH	250mΩ	220μF	102	40	30	5mΩ	405μH	44mF	109kVA	0,98	400V

### 4.8.1 Construcción de la señal moduladora

La señal moduladora se construye a partir de la corriente demandada por el cargador de baterías. Para ello, se mide la corriente demandada por la carga no lineal y, a partir de los armónicos más significativos de dicha corriente, se calcula la caída de tensión que provocan dichos armónicos en la inductancia de filtro. La forma de onda obtenida permite distorsionar la moduladora sinusoidal correspondiente al primer armónico, de forma que el inversor genere en su salida una tensión formada por el primer armónico dado por las especificaciones y un conjunto de armónicos de baja frecuencia que cancelen los armónicos más significativos debidos al funcionamiento de la carga no lineal.

Dado el esquema eléctrico completo de la fuente de alimentación de servicios auxiliares dado en la Figura 4.74, el esquema monofásico equivalente en tensión de línea que representa la cancelación de armónicos es el dado en la Figura 4.75. Dicha cancelación de armónicos se basa en pre-distorsionar la tensión de salida del inversor a través de su modulación, de forma que se genere un primer armónico controlado ( $v_{AB\_1}$ ) y un conjunto de armónicos de baja frecuencia ( $v_F$ ) capaces de cancelar los armónicos de baja frecuencia presentes en la bobina de filtro ( $v_F$ ). De esta forma, es posible proporcionar una tensión de salida filtrada ( $v_o$ ) con baja DAT, como se representa en la Figura 4.75.

En el caso de la implementación PWM analizado en este apartado, atendiendo a la construcción de la señal moduladora, el primer armónico vendrá dado por el control de la tensión de salida y los armónicos de baja frecuencia necesarios para cancelar el contenido armónico debido al

funcionamiento de la carga no lineal se determinan a partir de la medida instantánea de la corriente demandada por dicha carga no lineal, como se ha representado en la Figura 4.74.

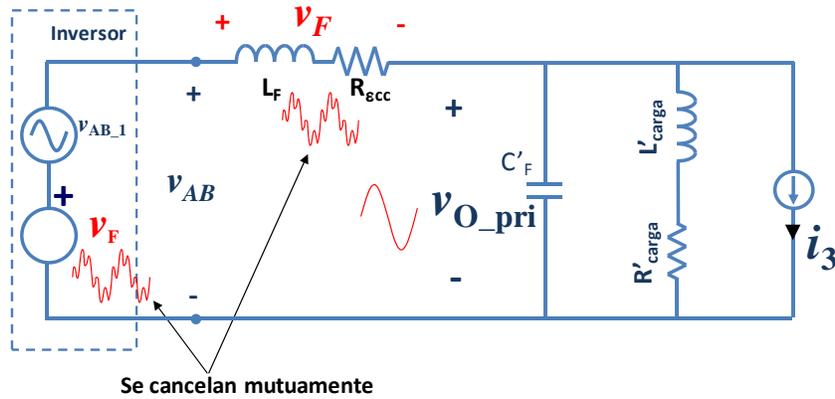


Figura 4.75 Equivalente monofásico para la tensión de línea del convertidor auxiliar. Descripción cualitativa de la técnica de modulación propuesta para reducir la DAT de baja frecuencia de la tensión de salida.

Atendiendo únicamente a los armónicos de baja frecuencia que se desea cancelar, se debe cumplir que la tensión de salida a dichas frecuencias sea nula (4.62).

$$\vec{v}_{o\_pri\_h} = \vec{v}_{AB\_h} - \vec{v}_{F\_h} = 0 \quad (4.62)$$

Donde:

$\vec{v}_{AB\_h}$  Fasor de la tensión de línea de salida del inversor para el armónico h-ésimo.

$\vec{v}_{F\_h}$  Fasor de la tensión en la bobina de filtro para el armónico h-ésimo.

h Orden armónico excluyendo el fundamental.

Por lo tanto, la tensión de línea generada por el inversor para cada armónico de baja frecuencia a cancelar debe cumplir (4.63).

$$\vec{v}_{AB\_h} = \vec{i}_{3\_h} \cdot X_F(jh \cdot \omega_1) \quad (4.63)$$

Donde:

$\vec{v}_{AB\_h}$  Fasor de la tensión de línea de salida del inversor para el armónico h-ésimo.

$\vec{i}_{3\_h}$  Fasor de la corriente de línea demandada por el cargador de baterías referida al primario del transformador para el armónico h-ésimo.

h Orden armónico excluyendo el fundamental.

$X_F(jh\omega_1)$  Impedancia de la inductancia del filtro CA ( $L_F$ ).

$\omega_1$  Frecuencia angular al primer armónico.

La corriente de línea demandada por la carga no lineal referida al primario del transformador responde a la expresión (4.64).

$$\vec{i}_{3\_h} = \frac{N_3}{N_1} \vec{i}'_{3RS\_h} = \frac{N_3}{N_1} \frac{1}{\sqrt{3}} |\vec{i}'_{3\_h}| e^{j\psi_h \frac{\pi}{6} + \phi_{h-13}} \quad (4.64)$$

Donde:

- $\vec{i}_{3RS\_h}$  Fasor de la corriente de fase en el terciario para el armónico h-ésimo.
- h Orden armónico excluyendo el fundamental.
- $\phi_{h\_i'3}$  Desfase de la corriente demandada por la carga no lineal en el terciario referida a la tensión de línea de alimentación del rectificador ( $v_{RS3}$ ) para el armónico h-ésimo.
- $\psi_h$  Se define en (4.65) y permite tener en cuenta de forma automática en la fase la secuencia del sistema trifásico formado a cada frecuencia armónica, como se muestra en la Tabla 4-XIX. Donde  $\psi_n=1$  corresponde a secuencia directa,  $\psi_n=0$  corresponde a secuencia homopolar y  $\psi_n=-1$  corresponde a secuencia inversa.

$$\psi_n = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \text{sen} \left( n \cdot \frac{\pi}{3} \right) \quad (4.65)$$

Tabla 4-XIX Valor de la función  $\psi_n$  para los armónicos impares hasta el 19°

n	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19
$\psi_n$	1	0	-1	1	0	-1	1	0	-1	1

Por consiguiente, la tensión de línea necesaria en la salida del inversor para cancelar los armónicos de baja frecuencia debidos a la carga no lineal corresponde a (4.66).

$$\vec{v}_{AB\_h} = \frac{N_3}{N_1} \frac{1}{\sqrt{3}} \left| \vec{i}'_{3\_h} \right| \cdot \left| X_F(jh\omega_1) \right| \cdot e^{j \left( \psi_h \frac{\pi}{6} + \phi_{h\_i'3} + Ph_{-X_F}(jh\omega_1) \right)} \quad (4.66)$$

A partir de la tensión de línea, se determina la tensión en el punto medio de la rama A del inversor respecto a la alimentación del mismo ( $v_{A0}$ ) según la expresión (4.67). Donde nuevamente es necesario tener en cuenta la secuencia del sistema trifásico formado a cada frecuencia armónica, dado mediante la función  $\psi_n$ .

$$\vec{v}_{A0\_h} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left| \vec{v}_{AB\_h} \right| \cdot e^{-j\psi_h \frac{\pi}{6}} = \frac{N_3}{N_1} \frac{1}{3} \left| \vec{i}'_{3\_h} \right| \cdot \left| X_F(jh\omega_1) \right| \cdot e^{j(\phi_{h\_i'3} + Ph_{-X_F}(jh\omega_1))} \quad (4.67)$$

Una vez obtenida la tensión que es necesario generar en el punto intermedio de la rama A ( $v_{A0\_h}$ ) para cada armónico que se desee cancelar, la señal moduladora que atiende al armónico h-ésimo ( $v_{\text{mod}_h}$ ) se obtiene mediante un simple escalado respecto a la tensión de alimentación del inversor (4.68).

$$\vec{v}_{\text{mod}_h} = \frac{\vec{v}_{A0\_h}}{V_{IN}/2} = \frac{2}{V_{IN}} \cdot \frac{N_3}{N_1} \frac{1}{3} \left| \vec{i}'_{3\_h} \right| \cdot \left| X_F(jh\omega_1) \right| \cdot e^{j(\phi_{h\_i'3} + Ph_{-X_F}(jh\omega_1))} \quad (4.68)$$

Finalmente, la señal moduladora necesaria para cancelar el contenido armónico de baja frecuencia ( $v_{\text{modBF}}$ ) se obtiene como la suma de las señales moduladoras individuales obtenidas para cada armónico considerado (4.69).

$$\bar{v}_{\text{modBF}} = \frac{2}{V_{IN}} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot \frac{1}{3} \sum_{h=5}^H |\bar{i}'_{3-h}| |X_F(jh\omega_1)| \cdot e^{j(\phi_{h-3} + Ph - X_F(jh\omega_1))} \quad (4.69)$$

Una vez obtenida la expresión de la señal moduladora necesaria para realizar la cancelación de los armónicos de baja frecuencia, basta con sumarla a la señal moduladora correspondiente al primer armónico para obtener la moduladora total ( $v_{\text{mod}}$ ). En la Figura 4.76 se representa la obtención de la señal moduladora para la rama A del inversor, obteniéndose las moduladoras de las otras dos ramas de forma análoga.

A partir de la corriente medida ( $i'_3$ ) se extraen los armónicos de baja frecuencia más significativos mediante filtros paso banda y se calcula la caída de tensión que cada uno de ellos provocará en la bobina de filtro y su resistencia serie ( $X_F$ ). En este caso, por simplicidad, se ha considerado únicamente la bobina de filtro y se ha implementado el cálculo de la caída de tensión mediante un bloque derivador (sT) en el que la constante de tiempo T es igual al valor de la bobina de filtro. La tensión en bornes de la bobina de filtro calculada para cada armónico, se utiliza para determinar la distorsión que es necesario sumar a la moduladora correspondiente al primer armónico, de forma que se genere la tensión pre-distorsionada de salida del inversor capaz de cancelar el contenido armónico debido a la carga no lineal.

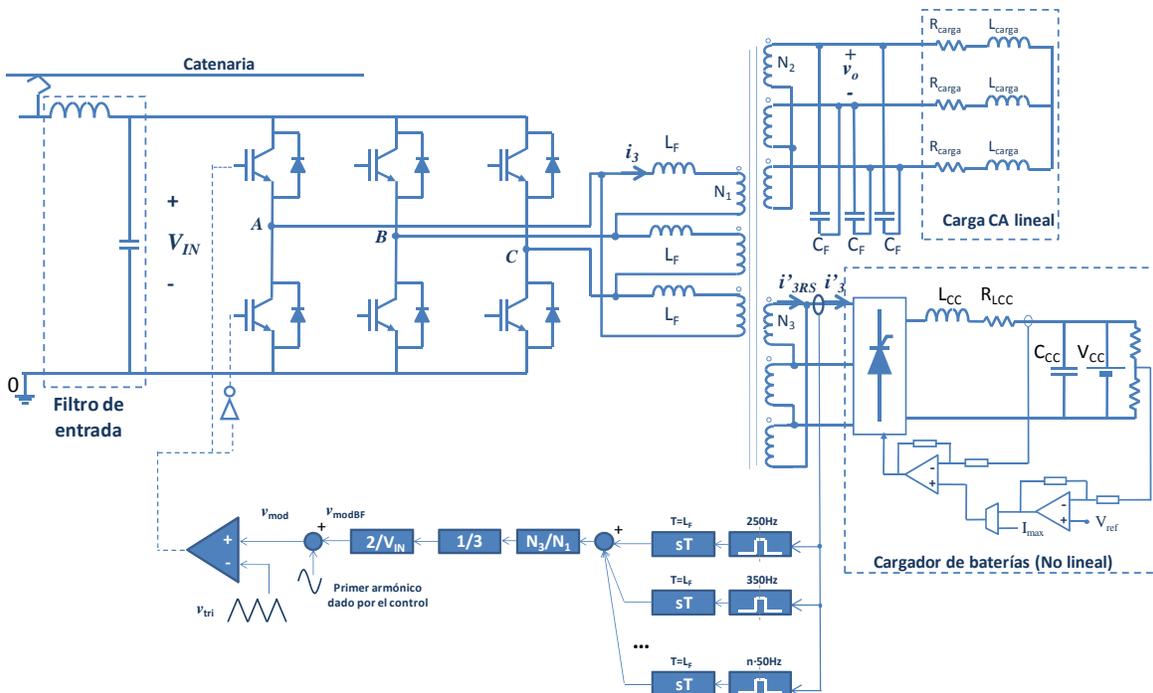


Figura 4.76 Implementación PWM de la cancelación de armónicos. Por simplicidad sólo se muestra la modulación de la rama A del inversor, las ramas B y C se modulan de forma análoga.

La implementación realizada en PSIM® para llevar a cabo la validación mediante simulación se proporciona en la Figura 4.77. En ella se muestra la fuente de alimentación de servicios auxiliares así como los distintos bloques que conforman la modulación de la rama A del inversor, siendo los bloques necesarios para implementar la modulación de las otras dos ramas completamente análogos.

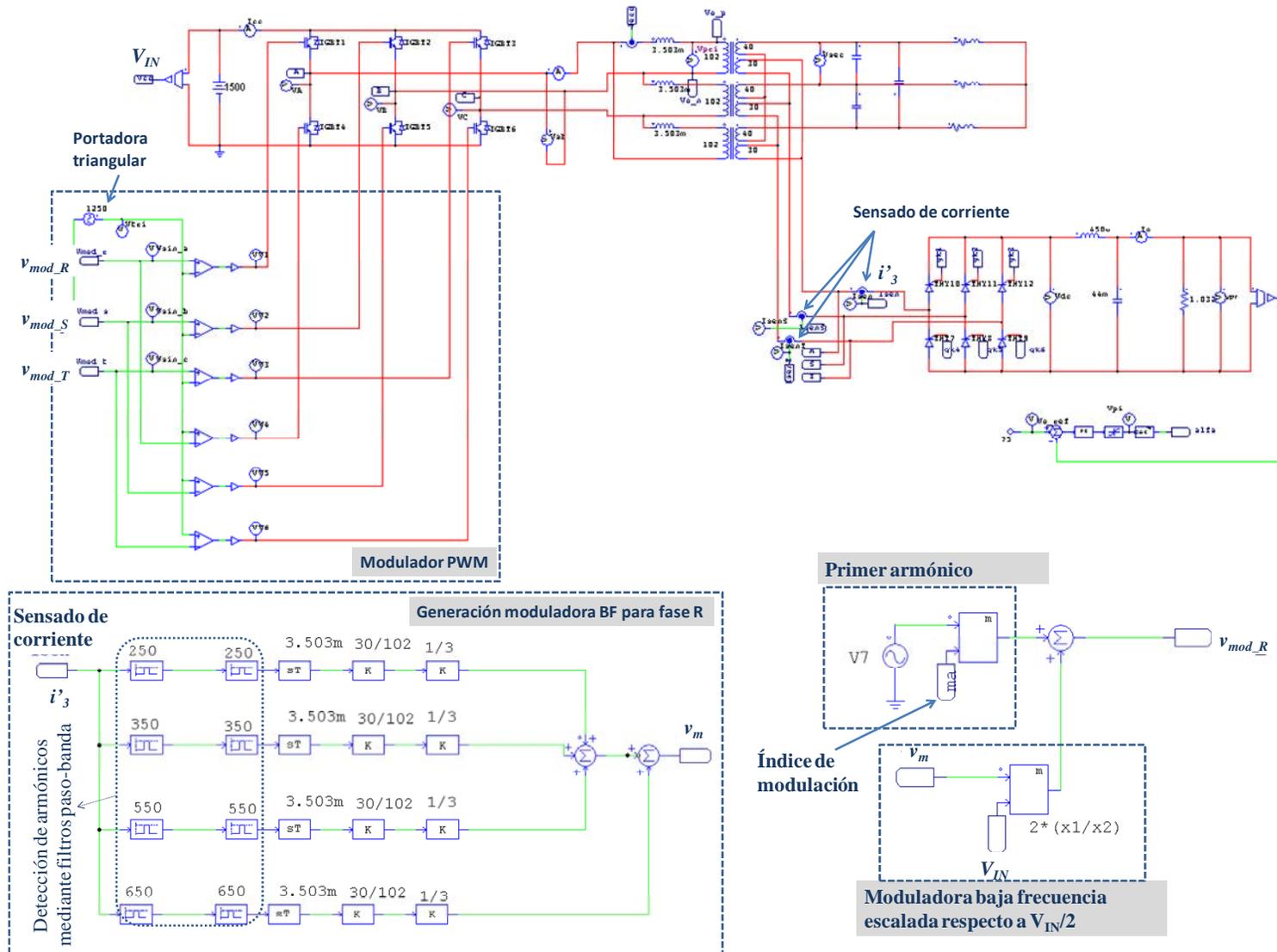


Figura 4.77 Bloques fundamentales del esquema de simulación implementado en el simulador PSIM® para la validación mediante simulación de la técnica HCT-PWM.

Una vez descrita la generación de la señal moduladora necesaria para la implementación PWM del concepto de cancelación de armónicos, en la Figura 4.78 y en la Figura 4.79 se muestran las formas de onda obtenidas cuando se implementa la modulación PWM tradicional y la HCT-PWM, respectivamente. Cuando se implementa la modulación PWM sinusoidal convencional, la señal moduladora es la correspondiente al primer armónico. En este caso, se observa que la tensión de salida de la fuente de alimentación de servicios auxiliares está fuertemente distorsionada como consecuencia de los armónicos de corriente de baja frecuencia demandados por la carga no lineal.

Sin embargo, como se puede apreciar en la Figura 4.79, cuando se pre-distorsiona apropiadamente la señal moduladora sinusoidal, el inversor es capaz de generar no sólo el armónico fundamental, sino también los armónicos de baja frecuencia necesarios para cancelar aquellos debidos al funcionamiento de la carga no lineal. De esta manera, se obtiene una tensión de salida de la fuente de alimentación de servicios auxiliares con baja DAT.

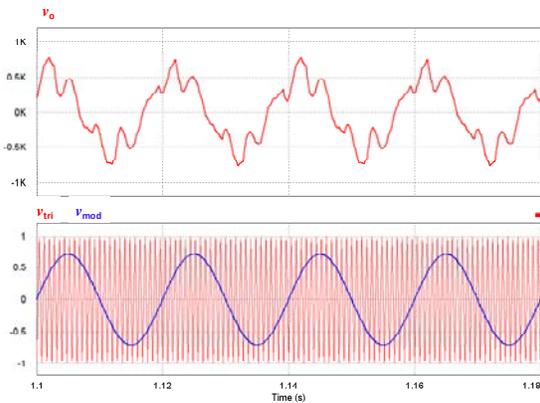


Figura 4.78 Tensión de salida de la fuente de alimentación auxiliar ( $v_o$ ), moduladora ( $v_{mod}$ ) y portadora ( $v_{tri}$ ) cuando el inversor se modula mediante PWM sinusoidal ( $m_f=25$ ).

$$V_{IN}=1500V, S_{CA}=109kVA, \\ V_{CC}=75V.P_{CC}=20\% \cdot P_{CA}=21,8kW.$$

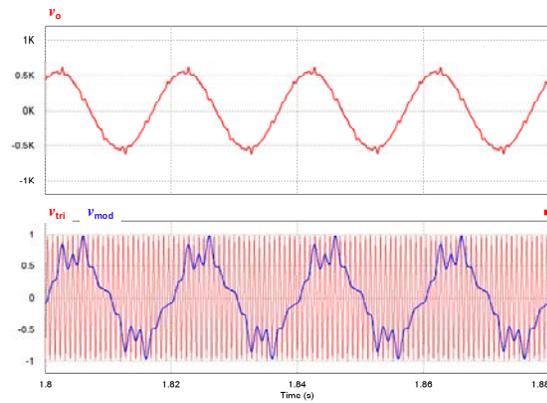


Figura 4.79 Tensión de salida de la fuente de alimentación auxiliar ( $v_o$ ), moduladora ( $v_{mod}$ ) y portadora ( $v_{tri}$ ) cuando el inversor se modula mediante HCT-PWM ( $m_f=25$ ).

$$V_{IN}=1500V, S_{CA}=109kVA, \\ V_{CC}=75V.P_{CC}=20\% \cdot P_{CA}=21,8kW.$$

El funcionamiento de la implementación PWM del concepto de cancelación de armónicos es similar al funcionamiento de un filtro activo, en el aspecto en el que genera los armónicos de tensión necesarios para oponerse a los presentes en la bobina de filtro, y de esta forma eliminarlos de la tensión de salida de la fuente de alimentación. Sin embargo, difiere de un filtro activo en que no es necesario añadir ningún elemento al sistema original para generar dichos armónicos, sino que son generados por el propio inversor de la fuente de alimentación. Es decir, sería equivalente a decir que el filtro activo se encuentra “integrado” en el inversor principal.

Además, puede ser implementado con un ancho de banda reducido, ya que únicamente se controla el primer armónico, y los armónicos de baja frecuencia son introducidos en el modulador como un *feed-forward* que los calcula a partir de los armónicos de corriente medidos.

### 4.8.2 Frecuencia de conmutación

La implementación PWM de la técnica de cancelación de armónicos propuesta implica la utilización de una frecuencia de conmutación constante y, por lo tanto, la posición de los instantes de disparo queda restringida al periodo de conmutación. Sin embargo, la cancelación de armónicos basada en el cálculo analítico de los instantes de disparo (HCT) no presenta dicha restricción, ya que no se trata de una técnica de modulación con frecuencia de conmutación constante. Como consecuencia el espectro armónico de alta frecuencia es diferente, como se ha descrito previamente en el capítulo 2, y se resume a continuación:

- Implementación basada en el cálculo *offline* del patrón de disparo y tablas de control (HCT)

En este caso los armónicos debidos a la conmutación se sitúan en  $3N+2$ , siendo N el número de cortes. Por tanto para 7 cortes (15 conmutaciones por semiperiodo) el primer armónico no eliminado es el 23.

- Implementación PWM (HCT-PWM)

En el caso de la implementación PWM trifásica los armónicos debidos a la conmutación presentan los órdenes armónicos:  $m_f \pm 4$  y  $m_f \pm 2$ , que corresponden a las bandas laterales situadas alrededor del orden armónico correspondiente al índice de modulación en frecuencia ( $m_f = f_{\text{portadora}}/f_{\text{moduladora}}$ ).

La situación de las bandas laterales propias de la implementación PWM impone una restricción en cuanto a la frecuencia de conmutación mínima a utilizar, ya que, si la frecuencia de conmutación utilizada no es suficientemente alta, los armónicos debidos a la modulación se sitúan en frecuencias excesivamente bajas, mezclándose con los armónicos debidos al funcionamiento de la carga no lineal y aumentando la  $DAT_{BF}$ .

Por otro lado, la comparación moduladora-triangular utilizada en las modulaciones PWM se puede interpretar como una estrategia de muestreo que permite reconstruir la señal moduladora en la salida del inversor, donde la frecuencia de muestreo es la frecuencia de la portadora. Como consecuencia, es necesario un número mínimo de muestras de la señal para poder llevar a cabo la reconstrucción. Por consiguiente, a medida que aumente la frecuencia de la señal a reproducir, aumentará la frecuencia de conmutación necesaria.

En la Tabla 4-XX se muestran los resultados de DAT, obtenidos mediante simulación, cuando se implementa la técnica HCT-PWM para cuatro frecuencias de conmutación distintas ( $f_c$ ). A efectos de comparación se han incluido los resultados de simulación obtenidos con la implementación mediante tablas de control de la HCT.

Tabla 4-XX DAT obtenida mediante simulación con la implementación de la técnica de cancelación de armónicos de 7 cortes y la implementación PWM de dicha técnica para distintas frecuencias de conmutación,  $f_c$ , y tres potencias distintas en la salida del cargador de baterías. ( $V_{IN}=1500V$ ,  $S_{CA}=109kVA$ ,  $V_{CC}=75V$ ).

%P <sub>CA</sub>	HCT (7 cortes)	HCT-PWM			
		$f_c=750Hz$ $m_f=15$	$f_c=1050Hz$ $m_f=21$	$f_c=1150Hz$ $m_f=23$	$f_c=1250Hz$ $m_f=25$
40%	5,8	16	6,4	4,78	4,6
20%	5,7	10	6,4	4,34	2,41
5%	5,5	6,85	3,17	2,6	2,35

A partir de los datos relativos a la DAT mostrados en la Tabla 4-XX, se pueden extraer dos conclusiones fundamentales:

- Atendiendo al número de conmutaciones por periodo fundamental, la primera frecuencia de conmutación considerada ( $f_c=750\text{Hz}$ ,  $m_f=15$ ) presenta exactamente el mismo número de conmutaciones que la técnica de cancelación HCT (ver Tabla 3-II). Sin embargo, en este caso, la DAT obtenida con HCT-PWM es 2,5 veces mayor que en el caso de la técnica HCT.
- Por otro lado, atendiendo a la DAT, para obtener valores de DAT similares a los obtenidos con HCT es necesario aumentar la frecuencia de conmutación ( $f_c=1050$ ,  $m_f=21$ ) lo que implica un número de conmutaciones por periodo de 1,4 veces mayor. Por consiguiente, para obtener niveles de DAT similares, el número de conmutaciones por semiperiodo necesarias en la implementación PWM es mayor que en el caso de la implementación mediante tablas, lo que penaliza las pérdidas en conmutación de los IGBTs.

Ello es debido fundamentalmente a dos factores que se superponen:

- Situación de los armónicos debidos a la conmutación del inversor.
- Capacidad de reconstrucción de los armónicos que se desea cancelar.

Con objeto de ilustrar este aspecto, en la Figura 4.80 se muestran los espectros armónicos correspondientes a la implementación de la HCT-PWM con las cuatro frecuencias de conmutación consideradas en la Tabla 4-XX. Los dos espectros armónicos representados para cada caso corresponden a la tensión de salida filtrada ( $v_o$ ) y a la tensión de línea de salida del inversor ( $v_{AB}$ ). Los armónicos debidos a la carga no lineal se sitúa en los órdenes 5°, 7°, 11° y 13°, que corresponde a las frecuencias 250Hz, 350Hz, 550Hz y 650Hz, respectivamente.

Analizando los resultados obtenidos en cada uno de los cuatro casos representados en la Figura 4.80 y en la Tabla 4-XXI, se observa que para el caso correspondiente a  $f_c=750\text{Hz}$  y  $m_f=15$ , los armónicos debidos a la conmutación situados en  $mf-4$  y  $mf-2$  se sitúan en los órdenes armónicos 11° y 13°, respectivamente, mezclándose con los armónicos debidos al funcionamiento de la carga no lineal y aumentando la  $DAT_{BF}$  presente en la salida. En cuanto a la capacidad de reconstrucción de los armónicos de baja frecuencia, para llevar a cabo dicha reconstrucción es necesario obtener al menos dos muestras por periodo del armónico considerado. Para una frecuencia de conmutación de 750Hz, el armónico de menor frecuencia (5° armónico) sólo se muestrea 1,4 veces por periodo, lo que resulta insuficiente para la reconstrucción y cancelación del contenido de baja frecuencia, como demuestra la presencia de 5° armónico en el espectro armónico de la tensión de salida.

Por otro lado, en los otros tres casos considerados ( $m_f=21$ ,  $m_f=23$  y  $m_f=25$ ), las bandas laterales debidas a la conmutación se han desplazado a frecuencias mayores, reduciendo su influencia sobre la DAT. Además, al aumentar la frecuencia de conmutación, aumenta la capacidad de muestreo de las frecuencias armónicas consideradas para la cancelación y, por lo tanto, el inversor genera los armónicos de baja frecuencia con mayor exactitud, mejorando la cancelación de los armónicos debidos a la carga no lineal y reduciendo la DAT presente en la tensión de salida.

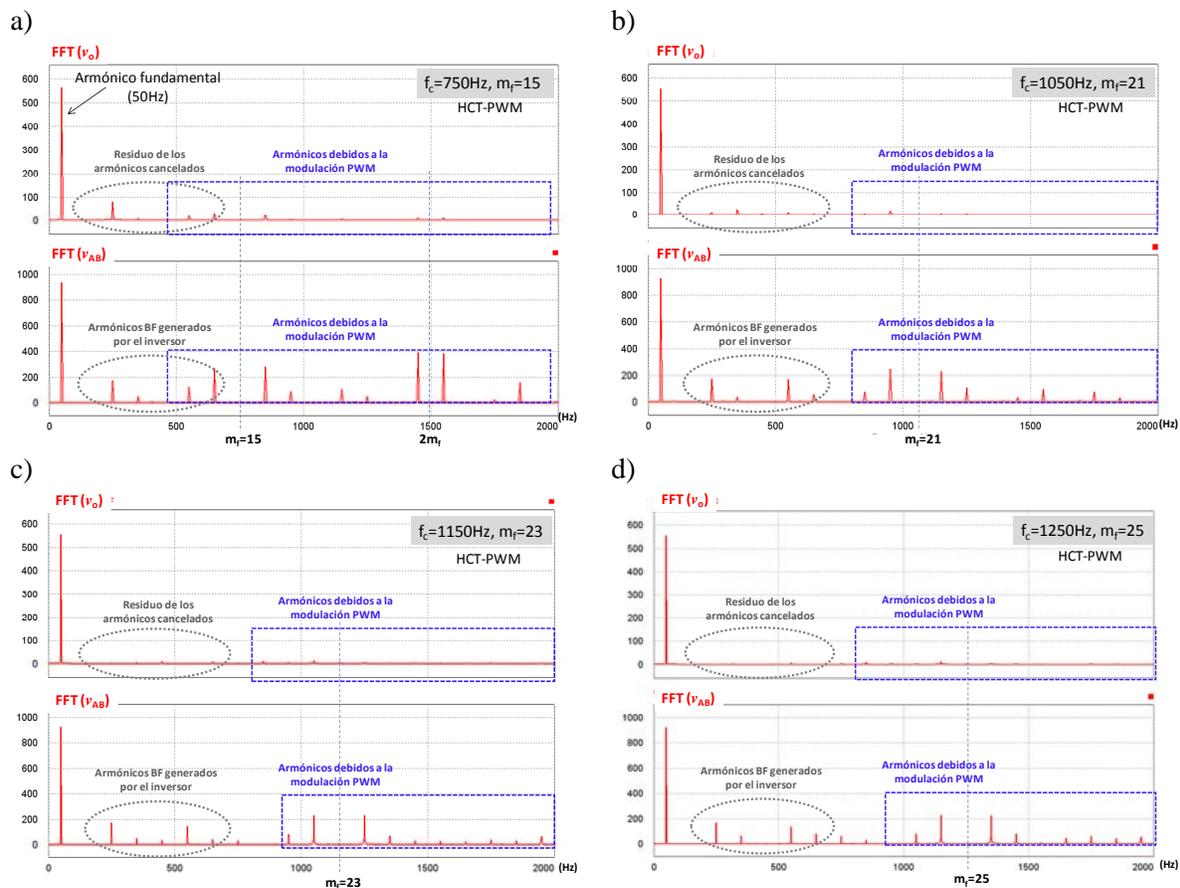


Figura 4.80 Espectros armónicos de la tensión de salida de la fuente de alimentación ( $v_o$ ) y de la tensión de salida del inversor ( $v_{AB}$ ) a)  $m_f=15$ , b)  $m_f=21$ , c)  $m_f=23$ , d)  $m_f=25$  ( $V_{IN}=1500\text{V}$ ,  $S_{CA}=109\text{kVA}$ ,  $V_{CC}=75\text{V}$ ,  $\%P_{CA}=40\%$ ).

### 4.8.3 Comparación de los resultados de simulación obtenidos con la implementación analítica y PWM de la técnica de cancelación de armónicos.

Con objeto de comparar, mediante simulación, los resultados obtenidos con las dos implementaciones propuestas del concepto de cancelación de armónicos, en términos de  $DAT_{AF}$  y  $DAT_{BF}$ , se ha seleccionado una frecuencia de conmutación  $f_c=1250\text{Hz}$ , ya que los armónicos de alta frecuencia debidos a la conmutación se sitúan en órdenes armónicos similares:

- **HCT**  
El primer armónico no eliminado para la HCT de 7 cortes se sitúa en el orden armónico 23.
- **HCT-PWM**  
Las bandas laterales de la HCT-PWM para  $f_c=1250\text{Hz}$  ( $m_f=25$ ) se sitúan en el 21, 23, 27 y 29.

Los resultados obtenidos para distintos puntos de trabajo del convertidor definido en la Tabla 4-XVIII se muestran en la Tabla 4-XXI. A efectos de comparación, se incluyen los resultados obtenidos con la técnica de cancelación de armónicos implementada mediante tablas de control (HCT) en las mismas condiciones. Con objeto de comparar las prestaciones de ambas técnicas tanto en términos de  $DAT_{BF}$  como en términos de  $DAT_{AF}$ , se ha considerado la misma separación que la utilizada previamente en el apartado 4.2.3.2 para una modulación de 7 cortes, es decir, se han

particularizado las expresiones de  $DAT_{BF}$  (4.26) hasta el orden armónico 20 y de  $DAT_{AF}$  (4.27) del armónico 20 en adelante.

Tabla 4-XXI DAT para distintos puntos de trabajo y las dos implementaciones propuestas de la técnica de cancelación de armónicos: HCT 7cortes (HCT) y HCT-PWM con  $f_c=1250\text{Hz}$ .

$P_{CA}(W)=109\text{kW}$			HCT			HCT-PWM		
$V_{IN}(V)$	$V_{CC}(V)$	$\%P_{CA}$	$DAT_{BF}$ (%)	$DAT_{AF}$ (%)	DAT (%)	$DAT_{BF}$ (%)	$DAT_{AF}$ (%)	DAT (%)
1100	75	5	1,2	3,9	4,1	0,77	2,2	2,3
	75	20	1,4	3,9	4,2	1,9	2,6	3,2
	75	40	—	—	—	11,4	2,8	11,7
1500	75	5	1,3	5,4	5,5	0,7	1,7	1,8
	75	20	1,4	5,5	5,7	1,29	2,03	2,4
	75	40	2,5	5,2	5,8	2,7	3,01	4,1
1800	75	5	1,3	6,0	6,2	0,6	1,6	1,7
	75	20	1,4	6,2	6,4	1,2	1,8	2,1
	75	40	2,4	5,9	6,4	2,4	2,6	3,5

Cabe destacar como datos atípicos los sombreados en azul, que corresponden a una situación en la que el inversor está sobre-modulado, ya que la amplitud de la moduladora distorsionada ( $v_{mod}$ ) supera la amplitud de la triangular en varios periodos de conmutación dentro del periodo fundamental, como se muestra en la Figura 4.81.

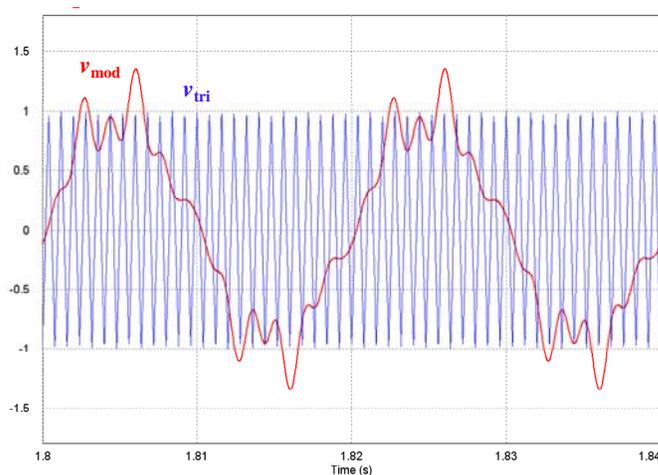


Figura 4.81 Señales moduladora y triangular en la implementación PWM de la técnica de cancelación de armónicos.  $V_{IN}=1100\text{V}$ ,  $V_{CC}=75\text{V}$ ,  $\%P_{CA}=20\%$ .

### Distorsión armónica total de alta frecuencia, $DAT_{AF}$

En términos de DAT de alta frecuencia, ésta es menor cuando se utiliza la implementación PWM. Ello es debido a que, aunque los armónicos debidos a la conmutación se sitúan en órdenes armónicos similares (23 y 25 para HCT y 21, 23, 27 y 29 para HCT-PWM), la amplitud de las bandas laterales de la implementación PWM es menor que la de los dos primeros armónicos no controlados de la técnica HCT. Por tanto, a igualdad de filtro, la  $DAT_{AF}$  presente en la tensión de salida es menor en la implementación PWM.

### *Distorsión armónica total de baja frecuencia, $DAT_{BF}$*

Si se comparan los resultados obtenidos en términos de  $DAT_{BF}$ , los resultados obtenidos con HCT-PWM son similares a los obtenidos en el caso de la determinación analítica de los ángulos de disparo. Por lo tanto, cabe inferir que la capacidad de reconstrucción en la salida del inversor de los armónicos de baja frecuencia necesarios para la cancelación, es similar para ambas implementaciones. Sin embargo, el número de conmutaciones por periodo necesarias para obtener una capacidad de reconstrucción equivalente es 1,7 veces mayor cuando se implementa la técnica HCT-PWM que cuando se implemente la técnica HCT de 7 cortes, lo que penaliza las pérdidas de conmutación.

Esta diferencia en capacidad de reconstrucción se relaciona con una diferencia fundamental existente entre ambas implementaciones: la técnica de cancelación de armónicos no tiene frecuencia de conmutación constante mientras que la frecuencia de conmutación de la implementación PWM sí es constante. Ello implica, que la técnica de cancelación de armónicos basada en el cálculo analítico de los instantes de disparo (HCT) dispone de un grado de libertad adicional en el posicionamiento de los instantes de disparo, que permite obtener una capacidad de reconstrucción mayor para un mismo número de conmutaciones por periodo.

En términos de DAT, que comprende tanto la  $DAT_{AF}$  como la  $DAT_{BF}$ , la DAT es menor en el caso de la implementación PWM debido a que, aunque la  $DAT_{BF}$  es similar, la  $DAT_{AF}$  es significativamente menor. Sin embargo, la reducción de DAT obtenida conlleva un aumento del número de conmutaciones por periodo que es necesario tener en cuenta en términos de pérdidas.

#### **4.8.4 Características de la implementación PWM. Ventajas e inconvenientes potenciales**

Los resultados de simulación mostrados permiten valorar positivamente la posibilidad de implementar la técnica de cancelación de armónicos propuesta en esta tesis mediante técnicas de modulación PWM. Dicha implementación permite la determinación *on-line* de los instantes de disparo necesarios para que el inversor genere el contenido armónico de baja frecuencia necesario para cancelar la polución armónica debida a la carga no lineal.

De igual forma que en el caso de la técnica de cancelación de armónicos HCT, la implementación PWM requiere el conocimiento a priori del diseño de la fuente de alimentación de servicios auxiliares, ya que es necesario conocer tanto la conexión como la relación de transformación primario-terciario, así como el valor de la inductancia de filtro ( $L_F$ ). Por tanto, el campo de aplicación del caso estudiado queda restringido a situaciones en las que se conozca a priori la configuración exacta del sistema y en las que la carga no lineal sea una carga concentrada cuya corriente de entrada se pueda medir. Sin embargo, en caso de implementarse el caso general mediante medida de la corriente de salida del inversor, cabe la posibilidad de atender a la distorsión provocada por cargas no lineales arbitrarias y no concentradas, ampliando significativamente el campo de aplicación.

Desde el punto de vista de su principio de funcionamiento, se comporta como un filtro activo. Sin embargo, existen dos diferencias fundamentales entre los filtros activos presentes en el estado de la técnica y la implementación PWM de la técnica de cancelación de armónicos:

- El “filtro activo” se encuentra integrado en el inversor principal y, por lo tanto, no

requiere aumentar ni la complejidad ni el número de componentes respecto a la fuente de alimentación de servicios auxiliares original.

- Además, la implementación PWM de la cancelación de armónicos puede ser implementada con un ancho de banda reducido, ya únicamente es necesario controlar el primer armónico, dado que los armónicos de baja frecuencia son calculados e introducidos en el modulador mediante un lazo *feedforward*.

### Ventajas

La ventaja fundamental proporcionada por la implementación PWM es la capacidad de generación *online* de los armónicos de baja frecuencia necesarios para cancelar aquellos debidos al funcionamiento de cargas no lineales y, por tanto, permite atender a cargas no lineales arbitrarias.

Dado que la generación de la señal moduladora se realiza a partir de la medida directa de la corriente, no es necesario modelar matemáticamente el contenido armónico demandado por la/s carga/s no lineal/es y, como consecuencia, no es necesario conocer a priori cómo van a ser estas cargas.

Como ventaja adicional, cabe destacar que dado que se estima directamente la caída de tensión producida en la bobina por los armónicos de baja frecuencia, la función de transferencia del filtro CA no interviene en la generación de la moduladora y, por lo tanto, las variaciones que pueda presentar dicha función de transferencia como consecuencia de la variación de la carga CA, no afectan a la cancelación de los armónicos de baja frecuencia. Es decir, dichas variaciones de carga únicamente afectarán a la generación del primer armónico.

### Inconvenientes

El inconveniente más significativo de la implementación PWM se centra en el número de conmutaciones necesarias por periodo fundamental ya que:

- Para obtener una capacidad de reconstrucción en baja frecuencia equivalente a la de la técnica HCT es necesario un número de conmutaciones por periodo 1,7 veces mayor en HCT-PWM que en HCT.
- Para obtener valores similares de DAT, que comprende tanto la  $DAT_{AF}$  como la  $DAT_{BF}$ , es necesario aumentar el número de conmutaciones por periodo 1,4 veces.

En términos de dependencia de la estimación de parámetros de la fuente de alimentación auxiliar, los resultados obtenidos en cuanto a distorsión armónica estarán influidos por la precisión de la estimación de la bobina y, concretamente en el caso estudiado, también depende de la relación de transformación primario-terciario del transformador.

Por otro lado, desde el punto de vista de implementación del control, es necesario:

- Implementación de múltiples filtros paso banda, cuyo número total dependerá del número de armónicos de baja frecuencia que se desee cancelar.
- Tres sensores de corriente para medir la corriente demandada por cada una de las tres fases de entrada del rectificador trifásico, en caso de que desee atender a cargas desequilibradas.
- Sin embargo, respecto a la cancelación de armónicos mediante tablas de control, es

posible eliminar los lazos *feedforward* que atienden a las variaciones de la tensión de entrada del inversor, y la corriente y la tensión de salida del cargador de baterías.

## 4.9 Conclusiones

Las conclusiones de este capítulo dedicado a la reducción de la DAT de baja frecuencia, reflejan los hitos conseguidos desde el punto de vista teórico y desde el punto de vista de validación experimental. El ámbito de aplicación considerado, se ha centrado en una de las configuraciones más habituales de fuentes de alimentación de servicios auxiliares ferroviarios. La arquitectura de dicha fuente de alimentación se caracteriza por la generación de un bus CA trifásico, destinado a alimentar un conjunto de cargas lineales, y una salida CC orientada a la carga de un conjunto de baterías.

En este caso, la fuente más significativa de distorsión armónica es debida al alto contenido armónico de baja frecuencia presente en la corriente demandada por el cargador de baterías, implementado mediante un rectificador conmutado con la tensión de red y con topología de seis tiristores, cuyo comportamiento es no lineal. Con objeto de reducir la DAT de baja frecuencia presente en la tensión de salida, la solución propuesta se basa en pre-distorsionar la tensión de salida del inversor, de forma que éste sea capaz de generar un primer armónico controlado y un conjunto de armónicos de baja frecuencia capaces de cancelar la polución armónica debida al funcionamiento de la carga no lineal. La técnica de modulación desarrollada para ello se ha llamado cancelación de armónicos, y su desarrollo se ha expuesto a lo largo del presente capítulo.

En términos de implementación de dicha técnica de modulación, se ha descrito en detalle la implementación de la técnica de cancelación de armónicos mediante el cálculo *offline* de los patrones de disparo y la utilización de tablas de control (HCT), y se ha evaluado la posibilidad de implementar el mismo concepto de cancelación de armónicos de baja frecuencia mediante técnicas PWM (HCT-PWM). Las conclusiones extraídas en ambos casos se proporcionan a continuación.

### 4.9.1 Técnica de cancelación de armónicos basada en el cálculo analítico de los patrones de disparo

En el caso de las fuentes de alimentación de servicios auxiliares, la presencia de un filtro de entrada con bajo ancho de banda (10 a 15Hz) impone un comportamiento cuasi-estático a todo el sistema. En estas condiciones, es suficiente un control lento basado en tablas de control para garantizar un funcionamiento satisfactorio del inversor y la generación de un bus CA trifásico cuya tensión eficaz de salida se mantenga en el nivel dado por las especificaciones. Al utilizar una tabla de control (*lookup table*) para almacenar los patrones de disparo, éstos se calculan *offline*, lo que reduce los requisitos de capacidad de proceso del micro-controlador utilizado para implementar el control del inversor, resultando una solución eficaz y barata utilizada habitualmente en este tipo de aplicaciones.

En el caso de la cancelación de armónicos, se ha desarrollado un procedimiento analítico que permite determinar, para un diseño de fuente de alimentación y puntos de trabajo concretos, el patrón de disparo necesario para generar en la salida del inversor el armónico fundamental y un conjunto de armónicos de baja frecuencia capaces de cancelar aquellos presentes en la bobina de filtro como consecuencia del funcionamiento de la carga no lineal.

#### 4.9.1.1 *Aportación de la técnica de modulación a la reducción de la DAT de baja frecuencia*

Con objeto de valorar la aportación de la técnica de modulación propuesta a la reducción de la  $DAT_{BF}$  originada por la presencia de una carga no lineal, se ha realizado una comparación entre la técnica de eliminación de armónicos y la técnica propuesta. La técnica seleccionada para la comparación ha sido la técnica de eliminación de armónicos, ya que resulta equivalente a la técnica propuesta tanto en términos de número de armónicos controlables como en términos de número de conmutaciones y espectro armónico de alta frecuencia (primer y segundo armónicos no eliminados).

Los resultados obtenidos de la comparación han permitido extraer las siguientes conclusiones relativas a la  $DAT_{BF}$ :

- Técnica de eliminación de armónicos

La  $DAT_{BF}$  cuando no se aplica cancelación de armónicos es:

- Independiente de la tensión de alimentación de la fuente de alimentación de servicios auxiliares
- Fuertemente dependiente del punto de trabajo del cargador de baterías. Aumentando la  $DAT_{BF}$  presente en la tensión de salida a medida que aumenta la corriente demandada por la carga no lineal.

- Técnica de cancelación de armónicos

Cuando se lleva a cabo la cancelación de armónicos desarrollada se obtienen dos mejoras significativas:

- Se obtiene una reducción de más del 50% de la  $DAT_{BF}$  respecto a la obtenida cuando se implementa la técnica de eliminación de armónicos.
- Se independiza la  $DAT_{BF}$  presente en la tensión de salida del punto del trabajo en el que se encuentre funcionando el cargador de baterías.

Por tanto, mediante los resultados de simulación obtenidos, se ha validado no sólo el procedimiento de cálculo sino también la aportación de la técnica de cancelación de armónicos a la reducción de la  $DAT_{BF}$  debida a una carga no lineal concentrada y bien conocida.

#### 4.9.1.2 *Espacio de soluciones factibles de la técnica de cancelación de armónicos*

Dada la naturaleza analítica de esta implementación de la cancelación de armónicos, se ha evaluado el espacio de soluciones factibles. En este aspecto, se ha establecido el punto más restrictivo en cuanto a existencia de solución:

- Tensión de entrada del inversor mínima.
- Potencia de salida máxima en el cargador de baterías.
- Tensión mínima de salida en el cargador de baterías.
- Máxima potencia demandada por la carga CA.

De forma que, si existe solución para la técnica de cancelación de armónicos en este punto, se garantiza la existencia de solución en todo el rango de operación de la fuente de alimentación auxiliar. Además, se ha establecido la relación entre los parámetros de diseño de la fuente de alimentación auxiliar y el espacio de existencia de solución:

- Bobina de filtro y resistencia serie lo menor posibles.
- Relación de transformación primario-terciario ( $N_3/N_1$ ) mínima. El límite inferior de esta relación de transformación vienen impuesto por la capacidad de regulación necesaria en el cargador de baterías.

#### 4.9.1.3 *Análisis de sensibilidad ante variaciones de los parámetros considerados en el cálculo del patrón*

Al tratarse de una técnica basada en el cálculo analítico *offline* de los patrones de disparo, las prestaciones obtenidas son dependientes de la exactitud de la estimación de los parámetros de la fuente de alimentación involucrados en el cálculo. Por consiguiente, es necesario estimar cuál es el efecto sobre las prestaciones obtenidas que cabe esperar cuando existe una discrepancia entre las condiciones nominales consideradas para el cálculo del patrón y las reales. Para ello, se han realizado dos análisis de sensibilidad distintos:

1. Sensibilidad en términos de DAT frente a variaciones de los parámetros de diseño.
2. Determinación del paso de discretización óptimo de los rangos de variación de las magnitudes que definen el punto de trabajo, atendiendo al  $\Delta DAT$  y al  $\Delta V_{o,ef}$  que se observa cuando las condiciones nominales de operación no coinciden con las reales.

Las conclusiones extraídas en ambos casos se resumen a continuación.

#### *Análisis de sensibilidad respecto a los parámetros de diseño de la fuente de alimentación*

Cabe esperar que las variaciones sufridas por el valor de los distintos componentes como consecuencia del efecto de la temperatura, envejecimiento, tolerancias o por la presencia de caídas de tensión parásitas no contempladas en el modelo, afecten a la precisión de la cancelación de armónicos y, por lo tanto, al resultado final en cuanto a DAT. Con objeto de evaluar la robustez de la técnica de cancelación de armónicos frente a discrepancias entre los valores reales de los componentes y los considerados en el modelo, se ha realizado un análisis de sensibilidad respecto a todos los componentes que forman parte del filtro, cuyas conclusiones se resumen a continuación.

- Inductancia de la bobina de filtro ( $L_F$ )

La variación de la inductancia de la bobina de filtro afecta a la estimación de los armónicos de baja frecuencia a cancelar, introduciendo un error entre los armónicos estimados y los reales. Por otro lado, modifica la ganancia del filtro a los armónicos de baja frecuencia más significativos y, por lo tanto, modifica el residuo presente en la tensión de salida y, por consiguiente la DAT.

En términos de sensibilidad, se ha observado que para variaciones del valor de la inductancia de la bobina entorno al  $\pm 5\%$  el  $\Delta DAT$  obtenido es del 1%. Dado que la tolerancia del proceso de fabricación es del  $\pm 15\%$ , se recomienda estimar el valor de dicha bobina mediante medida directa sobre el transformador (ensayo de cortocircuito).

- Resistencia serie de la bobina ( $R_{ecc}$ )

Se ha determinado que, para conseguir una cancelación de armónicos satisfactoria, es necesario incluir una estimación del valor de esta resistencia en el proceso de cálculo

de los ángulos de disparo, ya que afecta significativamente a la fase de los armónicos estimados. Se recomienda estimar el valor de dicha resistencia, junto con el de la inductancia de la bobina de filtro, mediante la medida del ensayo de cortocircuito del transformador.

- Condensador de filtro ( $C_F$ )

La variación del condensador de filtro respecto, al valor nominal considerado, únicamente afecta a la frecuencia de resonancia del filtro, siendo su efecto sobre la fase y el módulo del primer armónico despreciable. Su variación modifica la ganancia del filtro a las frecuencias armónicas a cancelar y, por lo tanto, al residuo de dichos armónicos que aparece en la tensión de salida. En el análisis de sensibilidad realizado, se observa una mayor sensibilidad en términos de DAT cuando el valor real del condensador es menor que el valor nominal considerado.

- Carga CA ( $L_{CA}$ ,  $R_{CA}$ )

La carga CA habitual de este tipo de fuentes de alimentación está formada por una serie de motores idénticos en cuanto a potencia nominal y factor de potencia que se conectan en paralelo. Por tanto, aunque existe una carga nominal, debe contemplarse la posibilidad de conectar y desconectar motores, lo que modifica la potencia demandada por la carga CA pero mantiene el  $\cos\phi$  constante.

Mediante la definición del parámetro  $\lambda$  (grado de carga) se define la potencia demandada en cada momento respecto a la potencia nominal:

$$S_{CA} = S_{CA\_nom} \cdot \lambda$$

La variación del grado de carga modifica la función de transferencia del filtro a la frecuencia fundamental. Dicha variación se traduce en una variación de tensión de salida, que se monitoriza y se corrige mediante el lazo de realimentación.

- Resistencia serie de la bobina del filtro de la salida CC ( $R_{LCC}$ )

La presencia de esta resistencia provoca una caída de tensión que es compensada por el lazo de control del rectificador, de forma que si no es tenida en cuenta para calcular el ángulo de disparo de los tiristores, el ángulo de disparo real y el utilizado para estimar los armónicos de corriente no será el mismo. Como consecuencia, los armónicos generados por el inversor en base a los estimados no coincidirán exactamente con los presentes en la bobina de filtro, penalizando la cancelación.

Sin embargo, una vez tenida en cuenta una estimación de dicha resistencia, la DAT no es muy sensible a variaciones de la misma respecto a su valor nominal.

## *Discretización de los rangos de funcionamiento que definen el punto de trabajo*

Dado el carácter discreto de la tabla de control, es necesario llevar a cabo la determinación del paso de discretización de cada una de las variables implicadas en la definición del punto de trabajo, con objeto de garantizar unas prestaciones adecuadas en términos de DAT y regulación de la tensión de salida. Para ello, se realiza un análisis de sensibilidad respecto a las variables que definen el punto de trabajo en términos de máximo  $\Delta DAT$  admisible entre patrones consecutivos y máxima variación admisible en la tensión de salida ( $\Delta V_{o\_ef}$ ):

- Tensión de alimentación del inversor ( $V_{IN}$ ).

La variación de la tensión de alimentación del inversor respecto a la considerada en el cálculo del patrón de disparo provoca un error en la tensión de salida en términos de DAT y de tensión de salida eficaz. Por lo tanto, para determinar el paso de discretización es necesario tener en cuenta tanto el error admisible en términos de DAT como en términos de tensión eficaz.

En el ejemplo considerado para ilustrar esta tesis, el paso de discretización establecido para la tensión de entrada es  $\Delta V_{IN}=11V$ , que corresponde a un 0,7% de la tensión nominal.

- Corriente media de salida del cargador de baterías ( $I_{CC}$ ) y tensión media de salida del cargador de baterías ( $V_{CC}$ ).

Ambas magnitudes definen el punto de trabajo del cargador de baterías, y su desviación respecto a los valores considerados en el cálculo del patrón únicamente influye en la desviación en términos de DAT obtenida en la tensión de salida.

Dado que las especificaciones establecen el rango de variación de la tensión de salida del cargador ( $V_{CC}$ ) y de la potencia de salida del cargador ( $\%P_{CA}$ ) pero no de la corriente ( $I_{CC}$ ), el paso de discretización de la corriente se establece de forma indirecta a través de la discretización del rango de potencia para cada tensión  $V_{CC}$  dada. A modo de ejemplo, los pasos de discretización obtenidos son:  $\Delta V_{CC}=2V$  e  $\Delta I_{CC}=(2\% \cdot P_{CA})/V_{CC}$ .

- Grado de carga CA ( $\lambda$ ).

La modificación del grado de carga se manifiesta en una variación del valor eficaz de la tensión de salida. Mediante el análisis realizado, se ha observado que la modificación del grado de carga presenta una relación aproximadamente lineal con el incremento/decremento experimentado en la tensión eficaz de salida.

Por lo tanto, para establecer el paso de discretización del grado de carga, es necesario tener en cuenta el error máximo admisible en la tensión eficaz de salida ( $\Delta V_{o\_ef}$ ) y, dado que la desviación del valor eficaz respecto al valor nominal introduce un error en la estimación de los armónicos a cancelar, también es necesario garantizar que el paso de discretización seleccionado cumple el criterio de  $\Delta DAT$  máxima. En el ejemplo que ilustra esta tesis, el paso de discretización obtenido para el grado de carga es  $\Delta \lambda=0,1$ , que corresponde a incrementos de potencia del 10% respecto a la nominal.

El tamaño total de la tabla es proporcional al número de valores necesarios para discretizar cada uno de los rangos de operación de las variables que definen el punto de trabajo de la fuente de alimentación. Por ello, los criterios fijados para la discretización ( $\Delta DAT$ ,  $\Delta V_{o\_ef}$ ) deben ser fijados como un compromiso entre las prestaciones deseadas y el tamaño máximo admisible de la tabla de alimentación. A modo de ejemplo, para una modulación de 7 cortes, cada patrón de disparo almacenado requiere 30 Bytes. Por lo tanto, si es necesario almacenar 684375 patrones para discretizar los rangos de operación con suficiente precisión, la memoria necesaria sería de 19,6 MB.

#### 4.9.1.4 Estructura de control

El control de la fuente de alimentación permite determinar, a partir de la medida de las magnitudes que definen el punto de trabajo, el patrón de disparo que debe ser ejecutado en cada caso. Para ello, se utilizan tres lazos de tipo *feedforward* que monitorizan la tensión de alimentación del inversor ( $V_{IN}$ ), la corriente y la tensión de salida del cargador de baterías ( $I_{CC}$ ,  $V_{CC}$ ) y un lazo de realimentación que permite atender a las caídas de tensión parásitas y a las variaciones que éstas pudieran sufrir como consecuencia de la variación de la corriente demandada por la carga.

- Lazos *feedforward*

La acción de los lazos de tipo *feedforward* permite identificar, de forma instantánea, el punto de trabajo en el que se encuentra operando la fuente de alimentación de servicios auxiliares, en términos de tensión de entrada del inversor y condiciones de funcionamiento del cargador de baterías. De esta forma, se selecciona el patrón de disparo adecuado para estas condiciones de funcionamiento.

- Lazo de realimentación

En condiciones ideales de funcionamiento, es suficiente la utilización de los lazos *feedforward* para garantizar en la salida la tensión eficaz deseada. Sin embargo, en condiciones reales, la existencia de caídas de tensión parásitas hace imprescindible la utilización de un lazo de realimentación que compense dichas caídas de tensión y mantenga la tensión de salida en el valor de referencia.

Con objeto de garantizar la estabilidad del inversor alimentado desde la catenaria a través de un filtro de entrada, el ancho de banda del lazo de control del inversor se ha reducido por debajo del ancho de banda del filtro de entrada. Esta solución resulta conservadora e impone un ancho de banda pequeño en el inversor, pero suficiente para la aplicación considerada.

En el caso del lazo de realimentación, se ha detectado la aparición de oscilaciones de ciclo límite en la tensión regulada de salida. Este efecto es debido a la combinación de un elemento de control discreto, como la tabla de control, con un lazo de control que mide y regula de forma continua dicha tensión eficaz de salida. La inclusión de una zona muerta inmediatamente después de la medida de tensión eficaz permite eliminar este problema. Sin embargo, supone asumir un cierto error en la regulación de la tensión eficaz de salida. Este error máximo admisible impone la condición de  $\Delta V_{o\_ef}$  utilizada para la discretización de los rangos de funcionamiento de la fuente de alimentación.

El funcionamiento de la fuente de alimentación en lazo cerrado ante escalones de la carga CA ha sido validado mediante simulación. Sobre la simulación se ha podido comprobar cómo ante la variación de la tensión de salida producida por el escalón de carga, el lazo de realimentación es capaz de seleccionar el patrón adecuado para hacer frente al nuevo grado de carga y mantener la tensión de salida en su valor nominal y la DAT en niveles suficientemente bajos.

#### *4.9.1.5 Validación experimental*

En términos de validación experimental de la técnica de cancelación de armónicos basada en patrones de disparo calculados *offline*, ésta se ha llevado a cabo sobre un prototipo a escala.

#### *Aportación de la técnica de cancelación de armónicos a la reducción de la DAT de baja frecuencia*

Los resultados experimentales obtenidos han permitido validar las conclusiones extraídas teóricamente, reproduciendo el mismo comportamiento obtenido en simulación. Experimentalmente se ha comprobado que:

- En todos los casos, la DAT obtenida cuando se implementa la técnica de cancelación de armónicos es menor que cuando se considera la técnica de eliminación de armónicos.
- La  $DAT_{BF}$  cuando no se implementa el concepto de cancelación de armónicos es dependiente del punto de trabajo del cargador de baterías, obteniéndose una DAT mayor cuanto mayor es la corriente demandada por el rectificador trifásico controlado.
- La  $DAT_{BF}$  obtenida cuando se implementa la técnica de cancelación de armónicos no sólo es menor que en el caso en el que no se ha implementado cancelación de armónicos, sino que la DAT presente en la tensión de salida se independiza significativamente del punto de trabajo de la carga no lineal.

#### *Ensayo en condiciones de vacío*

También se ha comprobado experimentalmente que la utilización de la cancelación de armónicos permite reducir la DAT incluso en el caso en el que se produzca la desconexión de la carga CA pero se mantenga en funcionamiento el cargador de baterías (condiciones de vacío). En estas condiciones, la reducción de la DAT obtenida permite suavizar la forma de onda de tensión de salida obtenida en el bus CA, reduciendo la posibilidad de que aparezcan picos instantáneos de tensión que pudieran perjudicar el funcionamiento de cargas monofásicas de baja potencia (aspirador, ordenador, etc.) que pudieran conectarse en ese momento al bus CA.

#### *Comportamiento ante escalones de las variables que definen el punto de trabajo*

Se ha comprobado experimentalmente el comportamiento instantáneo que presenta el prototipo utilizado para la validación experimental cuando se le somete a escalones en las variables que definen el punto de trabajo.

Cuando se somete al prototipo a un escalón en la tensión de entrada o en la corriente de salida del rectificador trifásico, la acción de los lazos *feedforward* es prácticamente instantánea en comparación con la del lazo de realimentación, dado que éste debe ser extremadamente lento para

evitar interacciones con el filtro de entrada. En ambos casos, el control detecta el cambio en las condiciones de funcionamiento y adapta el patrón de disparo, obteniéndose una tensión de salida con baja DAT.

Cuando se produce un escalón en la carga CA, debido a la baja caída de tensión interna que presenta el transformador del prototipo, no resulta necesario un cambio de patrón de disparo. En términos de DAT, ésta se mantiene en niveles muy bajos.

#### 4.9.2 Evaluación de la implementación PWM de la técnica de cancelación de armónicos

Debido a la naturaleza cuasi-estática de la aplicación considerada, la realización de un control mediante patrones calculados offline y almacenados en una tabla de control es suficiente para obtener unas prestaciones satisfactorias. Sin embargo, con esta estrategia, únicamente es posible atender a cargas concentradas y conocidas, de forma que su corriente pueda ser caracterizada mediante los coeficientes de su serie de Fourier.

Mediante la implementación PWM del mismo concepto de cancelación de armónicos, es posible atender a la DAT provocada por la presencia de una carga no lineal sin necesidad de caracterizar la corriente que demanda, ya que dicha cancelación se realiza de forma instantánea. Por lo tanto, no es necesario conocer a priori la topología de la carga no lineal pudiendo atender a cargas arbitrarias. Desde el punto de vista de su principio de funcionamiento, la implementación PWM del concepto de cancelación de armónicos opera de forma similar a un filtro activo serie, ya que genera de forma instantánea los armónicos necesarios para que, sumados a los que aparecen en la bobina de filtro, la tensión en la salida de la fuente de alimentación quede libre de los armónicos de baja frecuencia producidos por la carga no lineal. Sin embargo, presenta dos diferencias fundamentales con un filtro activo convencional:

- El “filtro activo” se encuentra integrado en el inversor principal y, por lo tanto, no requiere aumentar ni la complejidad ni el número de componentes respecto a la fuente de alimentación de servicios auxiliares original.
- Además, la implementación PWM de la cancelación de armónicos puede ser implementada con un ancho de banda reducido, ya que únicamente se controla el primer armónico, y los armónicos de baja frecuencia son calculados a partir de la corriente medida e introducidos en la señal moduladora como un *feedforward*.

En términos de DAT y de capacidad de reconstrucción de los armónicos de baja frecuencia, se ha observado que, en ambos casos, para obtener niveles similares a los obtenidos con la implementación HCT es necesario aumentar el número de conmutaciones por periodo. Concretamente:

- Para obtener niveles de DAT similares, la implementación PWM requiere una frecuencia de conmutación que supone un número de conmutaciones 1,4 veces mayor en HCT-PWM que en HCT.
- Por otro lado, atendiendo a la capacidad de reconstrucción de los armónicos de baja frecuencia, el número de conmutaciones necesarias en HCT-PWM es de 1,7 veces las conmutaciones necesarias en HCT. Ello es debido a que en la implementación HCT dispone de un grado de libertad adicional en el posicionamiento de los instantes de disparo, dado que su frecuencia de conmutación no se constante.

Desde el punto de vista de implementación, la técnica PWM solo depende de la correcta estimación de la bobina de filtro. Sin embargo, no depende de la función de transferencia del filtro por lo que los escalones de carga CA que se pudieran producir no afectan al resultado de la cancelación sino que son atendidos exclusivamente a través de la modificación del primer armónico de la señal moduladora pro parte del control.

Finalmente, desde el punto de vista de implementación del control, cabe destacar los siguientes aspectos:

- Implementación de múltiples filtros paso banda, cuyo número total dependerá del número de armónicos de baja frecuencia que se desee cancelar.
- Tres sensores de corriente para medir la corriente demandada por cada una de las tres fases de entrada del rectificador trifásico, en caso de que desee atender a cargas desequilibradas.
- Sin embargo, respecto a la cancelación de armónicos basada en el cálculo offline del patrón de disparo, es posible eliminar los lazos *feedforward* que atienden a las variaciones de la tensión de entrada del inversor, y la corriente y la tensión de salida del cargador de baterías.

A modo de resumen de la comparación entre ambas implementaciones cabe destacar que la implementación PWM aporta la capacidad de atender a cargas no lineales arbitrarias. En el caso estudiado a modo de ejemplo, estas cargas deben estar concentradas en el terciario, sin embargo, si se implementa el caso general basado en la medida de la corriente de salida del inversor, existe la posibilidad de atender a cargas no lineales arbitrarias y no concentradas. A cambio de esta aportación, para obtener una DAT similar, el número de conmutaciones por periodo fundamental es 1,4 veces mayor, lo que puede penalizar las pérdidas en los IGBTs.



## Referencias

- [130] J. J. Fraile Mora, “Máquinas Eléctricas”, Servicio de publicaciones del Colegio de Ingeniero de Caminos, Canales y Puertos, Colección Escuelas, capítulo 3, pp. 229-241, ISBN: 8448139135.
- [131] UNE-EN 50163:2005, “Aplicaciones ferroviarias. Tensiones de alimentación de las redes de tracción”.
- [132] UNE-EN 60077-1:2002, “Aplicaciones ferroviarias. Equipos eléctricos para el material rodante. Parte 1: Condiciones generales de servicio y reglas generales”.
- [133] R. D. Middlebrook, “Input filter considerations in design and application of switching regulators”, Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting 1976, pp. 366-382.
- [134] B. Choi, D. Kim, D. Lee, S. Choi, J. Sun, “Analysis of input filter interactions in switching power converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, N° 2, March 2007, pp. 452-460, ISSN: 0885-8993.
- [135] M. Cespedes, L. Xing, J. Sun, “Cosntant Power Load System Stabilization by passive damping” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, N° 7, July 2011, pp. 1832-1836, ISSN: 0885-8993.
- [136] A. V. Peterchev, S. R. Sanders, S.R., “Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18 , Issue 1, pp. 301–308.
- [137] A. Barrado, A. Lázaro, “Problemas de electrónica de potencia”, Pearson Prentice Hall, 2007, p.: 1016, ISBN:978-84-205-4652-0



# 5

## Conclusiones



Estación de Almería  
Autor: Matías!. Fuente: Flickr



Universidad  
Carlos III de Madrid



<b>5</b>	<b>CONCLUSIONES .....</b>	<b>287</b>
<b>5.1</b>	<b>Aportaciones del presente trabajo.....</b>	<b>287</b>
5.1.1	Aportaciones desde el punto de vista de la reducción de la DAT en alta frecuencia.....	288
5.1.2	Aportaciones desde el punto de vista de la reducción de la DAT en baja frecuencia.....	290
5.1.2.1	Implementación basada en el cálculo analítico de los patrones de disparo (HCT) .....	290
5.1.2.2	Implementación basada en PWM (HCT-PWM) .....	292
5.1.2.3	Otras aportaciones.....	293
<b>5.2</b>	<b>Sugerencias para futuros trabajos .....</b>	<b>295</b>



## 5 Conclusiones

En este último capítulo dedicado a las conclusiones de esta tesis, se proporciona de forma resumida el contexto de esta tesis doctoral y se resumen las aportaciones realizadas. Finalmente, se sugieren algunas líneas de trabajo que continúan el trabajo realizado en esta tesis doctoral.

### 5.1 Aportaciones del presente trabajo

Las aportaciones de este trabajo de investigación se centran en el ámbito de la electrónica de potencia embarcada en material rodante ferroviario, concretamente en las fuentes de alimentación de servicios auxiliares.

Típicamente, el sistema de alimentación de servicios auxiliares está formado por los sistemas que se enumeran a continuación que pueden combinarse entre sí para proporcionar una solución satisfactoria según la aplicación considerada.

- Inversor/es estáticos que alimentan los servicios auxiliares del tren tales como compresores de aire acondicionado, ventiladores de los motores de tracción, etc.
- Batería de back-up de baja tensión necesaria para alimentar los servicios de emergencia y/o esenciales del tren en caso de fallo eléctrico o de algún subsistema.
- Cargador de baterías.

Dentro de las múltiples combinaciones con las que es posible atender a la implementación del sistema de alimentación de servicios auxiliares en esta tesis se han considerado dos arquitecturas utilizadas de forma habitual:

- Fuente de alimentación con una única salida de tensión CA trifásica.  
Implementada mediante un inversor cuya salida, una vez filtrada, genera un bus de tensión CA trifásico que alimenta los servicios auxiliares a través de un transformador, de forma que exista aislamiento galvánico entrada-salida.
- Fuente de alimentación con una salida de tensión CA trifásica y una salida de tensión CC.

En este caso, la implementación consta de un inversor, un filtro de CA de salida y un transformador con dos secundarios. De forma que el bus de tensión CA generado por el inversor y el filtro alimenta los servicios auxiliares a través de uno de los secundarios del transformador, y a través del otro secundario, alimenta el cargador de baterías encargado de proporcionar la tensión CC necesaria para alimentar un conjunto de baterías de *back-up*. Dicho cargador se implementa habitualmente mediante un rectificador conmutado a frecuencia de red con topología de seis tiristores, dado que, a pesar de constituir una carga no lineal desde el punto de vista del filtro de salida, presenta una excelente relación coste-fiabilidad.

En ambos casos, la DAT presente en el bus de tensión CA que alimenta los servicios auxiliares debe mantenerse en niveles bajos con objeto de no perjudicar el funcionamiento y la vida útil de los equipos a los que alimenta.

En el caso de los servicios auxiliares para ferrocarril, la especificación relativa a la DAT máxima admisible se pacta mediante un acuerdo entre el fabricante del vehículo ferroviario y el fabricante del convertidor, de forma que suponga un compromiso entre el coste de filtrado del inversor y su fiabilidad, frente al coste y el impacto que los armónicos generados puedan tener sobre las cargas.

En cada una de las dos fuentes de alimentación consideradas, el origen de la DAT presente en la tensión de salida es diferente. En el caso de la fuente de alimentación de servicios auxiliares con una única salida de CA, la causa de la DAT se centra en los armónicos de alta frecuencia debidos a la conmutación del inversor. Por otro lado, en el caso de la fuente de alimentación de servicios auxiliares con una salida de CA y una salida de CC, aunque también existe distorsión debida a la conmutación, la causa mayoritaria de distorsión de la tensión de salida son los armónicos de baja frecuencia debidos al comportamiento no lineal del cargador de baterías. Como consecuencia, la reducción de la DAT se aborda desde una perspectiva distinta en cada caso, dando lugar a los dos ámbitos en los que se han realizado aportaciones dentro de este trabajo de tesis:

- Reducción de la DAT de alta frecuencia.
- Reducción de la DAT de baja frecuencia.

### 5.1.1 Aportaciones desde el punto de vista de la reducción de la DAT en alta frecuencia

La tensión de salida generada por el inversor está formado por un armónico de frecuencia fundamental y una serie de armónicos no deseados debidos a la conmutación situados en alta frecuencia, siendo el espectro armónico obtenido una característica que depende de cada técnica de modulación y del índice de modulación.

A partir de las técnicas de modulación presentes en el estado de la técnica, se ha llevado a cabo la selección de las dos técnicas de modulación que ofrecen mejores prestaciones para la aplicación considerada. Dichas técnicas son la Eliminación de armónicos (SHE) y la modulación PWM sinusoidal con inyección de tercer armónico (THIPWM), que presenta idéntico comportamiento que la modulación mediante vector espacial (SVPWM).

Mediante el estudio de los factores de mérito más significativos relacionados con el diseño de las fuentes de alimentación de servicios auxiliares se han establecido las siguientes relaciones:

- La DAT en la tensión de salida del inversor sin filtrar ( $DAT_{SF}$ ) está relacionada con las pérdidas en el hierro de la bobina del filtro de CA.
- La DATP en la tensión de salida del inversor se relaciona directamente con las pérdidas en el cobre de la bobina del filtro de CA.

En el caso concreto de la DAT, el estudio de su evolución frente al índice de modulación ha permitido establecer la existencia de un punto de intersección que delimita el rango de índice de modulación en el que cada técnica de modulación resulta óptima en términos de DAT en la tensión de salida:

- $M \leq M_{\text{frontera}}$  la técnica óptima en cuanto a DAT es THIPWM.
- $M \geq M_{\text{frontera}}$  la técnica óptima en cuanto a DAT es SHE.

El modulador propuesto en esta tesis, de forma original, se basa en combinar ambas técnicas de modulación en un mismo modulador basado en una *look-up table* (LUT), de forma que para cada índice de modulación, se aplica siempre la técnica de modulación óptima. De esta forma se consigue un ahorro significativo en términos de DAT respecto a la utilización de cualquiera de las otras técnicas por separado.

Como consecuencia de la utilización del modulador propuesto, se afecta a otras prestaciones de la fuente de alimentación de servicios auxiliares tales como:

- Tamaño y volumen de la fuente de alimentación de servicios auxiliares.

El ahorro obtenido en términos de DAT permite situar la frecuencia de resonancia del filtro en una frecuencia menor, reduciendo el valor de la inductancia necesaria y por tanto el peso y volumen de filtro.

- Pérdidas en la bobina del filtro.

Las pérdidas en el hierro de la bobina de filtro son aproximadamente proporcionales a la distorsión armónica total en la salida del inversor ( $DAT_{SF}$ ), y las pérdidas en el cobre de dicha bobina son aproximadamente proporcionales a la distorsión armónica ponderada en la salida del inversor ( $DATP$ ).

A partir de los resultados de comparación obtenidos, se ha comprobado que la utilización del modulador propuesto no exige incrementar la capacidad de evacuación de calor del transformador con magnetismo integrado, ya que ambas pérdidas en la bobina se mantienen en todo momento por debajo de las pérdidas máximas.

- Pérdidas en los IGBTs.

Atendiendo a las pérdidas en los IGBTs, las pérdidas en conducción son prácticamente las mismas para ambas técnicas de modulación, mientras que en el caso de las pérdidas en conmutación la diferencia obtenida entre ambas técnicas resulta más relevante a medida que aumenta la tensión máxima del IGBT, siendo más relevante para el IGBT de 3300V.

Por lo tanto, la utilización del modulador propuesto con IGBTs cuya tensión máxima sea grande (por ejemplo 3300V), no penaliza las pérdidas en conmutación respecto a utilizar THIPWM exclusivamente. Aunque sí resultan penalizadas si se compara el modulador propuesto con la utilización de SHE en todo el rango de índice de modulación.

Cabe destacar que el estudio comparativo se ha llevado a cabo a igualdad de número de conmutaciones por periodo.

Como consecuencia de la combinación en un mismo modulador de patrones de disparo correspondientes a distintas técnicas de modulación, en la evolución de los distintos ángulos de disparo con el índice de modulación aparece una discontinuidad en la frontera entre ambas técnicas de modulación, que es consecuencia de la distinta distribución de los instantes de disparo que presentan dichas técnicas dentro del periodo fundamental. Se ha comprobado experimentalmente, que el transitorio obtenido cuando se cambia de una técnica a otra es reducido y no invalida la

implementación del modulador propuesto. Cabe destacar, que el cambio de patrón de disparo se ha realizado simultáneamente en las tres fases.

### 5.1.2 Aportaciones desde el punto de vista de la reducción de la DAT en baja frecuencia

La fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada en este caso es aquella que debe generar una salida de tensión CA trifásica y una salida de tensión CC destinada a alimentar un conjunto de baterías de *back-up*. Por lo tanto, existen dos fuentes fundamentales de distorsión de la tensión de salida: la distorsión debida a la modulación del inversor ( $DAT_{AF}$ ) y la distorsión debida a los armónicos de baja frecuencia demandados por el cargador de baterías ( $DAT_{BF}$ ), que se comporta como una carga no lineal. Sin embargo, desde el punto de vista de la aportación de cada una de estas fuentes de distorsión a la DAT de la tensión de salida, la más significativa es la debida a los armónicos de baja frecuencia producidos por el funcionamiento del cargador de baterías.

En esta tesis se propone de forma original el concepto de cancelación de armónicos (HCT). Este concepto se basa en la utilización de la modulación del propio inversor de la fuente de alimentación para generar tanto un primer armónico controlado como un conjunto de armónicos de baja frecuencia que, sumados a los generados por la carga no lineal, se cancelan mutuamente. De esta forma, se elimina de la tensión de salida la DAT debida a los armónicos de baja frecuencia demandados por la carga no lineal.

Dado que se trata de un sistema cuasi-estático, la cancelación de armónicos es llevada a cabo por la modulación, dejando al lazo de realimentación encargado únicamente de mantener el valor eficaz del primer armónico en el valor dado por las especificaciones.

En términos de implementación de dicho concepto se han distinguido dos posibilidades:

- Implementación basada en el cálculo analítico de los patrones de disparo (HCT).
- Implementación basada en modulación PWM (HCT-PWM).

#### 5.1.2.1 Implementación basada en el cálculo analítico de los patrones de disparo (HCT)

La implementación del concepto de cancelación, cuyas conclusiones se describen en este apartado, supone, en su conjunto, una aportación original de este trabajo de tesis.

Dadas las características de la fuente de alimentación considerada (cuasi-estaticidad, lazo de control lento), la solución de control más eficaz y barata utilizada de forma habitual en este tipo de aplicaciones se basa en el empleo de tablas de control. La tabla de control es una *look-up table* en la que se almacenan los patrones de disparo correspondientes a distintos puntos de trabajo de la fuente de alimentación de servicios auxiliares, que son calculados *offline*.

En este trabajo de investigación, de forma original, se ha desarrollado el proceso de cálculo necesario para determinar el patrón de disparo adecuado para llevar a cabo la cancelación de armónicos en todo el rango de operación de la fuente de alimentación auxiliar. El procedimiento de cálculo requiere el conocimiento a priori de los armónicos de baja frecuencia demandados por la carga no lineal y, por lo tanto, ha sido necesario llevar a cabo el modelado de dicha corriente en términos de los coeficientes de su serie de Fourier, contemplando los dos posibles modos de funcionamiento: MCC y MCD.

Como consecuencia de la necesidad de modelar la corriente demandada por la carga no lineal, el campo de aplicación de la estrategia de cancelación de armónicos implementada mediante tablas de control queda limitado a aquellos casos en los que la carga no lineal es concentrada y bien conocida, como es el caso de la fuente de alimentación auxiliar considerada. En este caso, los resultados experimentales obtenidos permiten concluir que la implementación de la técnica de modulación propuesta se caracteriza por:

- Reducir al mínimo la distorsión armónica de baja frecuencia en la tensión de salida, salvo el residuo debido a las no idealidades de la implementación (precisión en la generación del patrón de disparo, tiempos muertos, etc.). Cabe destacar, que si se pudiera llevar a cabo una implementación en condiciones totalmente ideales, la técnica de modulación propuesta permitiría la cancelación completa del contenido de baja frecuencia.
- Independizar la DAT de baja frecuencia residual presente en la tensión de salida de las condiciones de funcionamiento del cargador de baterías, manteniéndola prácticamente constante en todo el rango de operación de la fuente de alimentación auxiliar.

Dada la naturaleza analítica de esta implementación de la cancelación de armónicos, se ha evaluado el espacio de soluciones factibles. En este aspecto, se ha establecido que el punto más restrictivo en cuanto a existencia de solución corresponde a la máxima demanda de corriente por parte de la carga no lineal. Por lo tanto, si existe solución para ese punto existirá solución para todo el rango de operación de la fuente de alimentación de servicios auxiliares. También se ha establecido que existe una relación entre algunos de los parámetros de diseño de la fuente de alimentación y el rango de soluciones factibles, de forma que es posible mejorar el espacio de existencia de solución si se tienen en cuenta las necesidades de la técnica de cancelación de armónicos durante la etapa de diseño de la fuente de alimentación.

En términos de dependencia de las prestaciones de DAT obtenidas, respecto a la exactitud de la estimación de los parámetros de la fuente de alimentación auxiliar, se ha llevado a cabo un análisis de sensibilidad. En dicho estudio, se analiza la influencia de cada uno de los parámetros sobre la DAT y se concluye que es recomendable:

- Utilizar como estimación de la inductancia de la bobina de filtro y de su resistencia serie los resultados obtenidos mediante el ensayo de cortocircuito del transformador.
- Utilizar como estimación de la resistencia serie de la bobina del filtro de la salida CC, la medida de la resistencia CC sobre dicha bobina.
- La estimación de la bobina del filtro CC de salida mediante un breve procedimiento de calibración que permite mejorar sensiblemente los resultados obtenidos.

En términos de control, se ha establecido la estructura de control necesaria para el cumplimiento de las especificaciones de DAT y valor eficaz de tensión de salida. Para ello, es necesaria la utilización de:

- Tres lazos de tipo *feedforward* que permiten identificar el punto de trabajo de la fuente de alimentación de servicios auxiliares.
- Un lazo de realimentación que permite mantener regulada la tensión de salida, cuyo

ancho de banda está limitado por el ancho de banda del filtro de entrada de la fuente de alimentación de servicios auxiliares.

Dado que el modulador utilizado se basa en la utilización de tablas de control de tipo *look-up table* (LUT), es necesario discretizar los rangos de variación de cada una de las variables implicadas en el control ( $V_{IN}$ ,  $I_{CC}$ ,  $V_{CC}$ ,  $\lambda$ ). Para ello, se ha establecido el paso máximo de discretización necesario para discretizar cada uno de estos rangos de funcionamiento, mediante un análisis de sensibilidad de la influencia de cada una de las variables de control sobre la DAT y sobre la tensión eficaz de salida. El tamaño de la tabla de control depende directamente del paso de discretización, para un rango dado de operación, ya que cuanto menor sea dicho paso de discretización mayor es el número de patrones de disparo a almacenar. Por lo tanto, el paso de discretización debe ser establecido como un compromiso entre el tamaño máximo de la tabla y la precisión deseada en la implementación de la técnica de cancelación de armónicos.

#### 5.1.2.2 Implementación basada en PWM (HCT-PWM)

De forma original, en este trabajo de investigación se propone otra posible implementación del concepto de cancelación de armónicos, basado en la generación *online* de los patrones de disparo, mediante técnicas de modulación PWM. Mediante la implementación PWM del concepto de cancelación de armónicos, es posible generalizar la aplicación del método a cargas arbitrarias.

La implementación PWM ha sido evaluada mediante resultados de simulación, y se basa en la definición, de forma instantánea, de la señal moduladora necesaria para cancelar los armónicos debidos a la carga no lineal. Para ello, únicamente se controla el primer armónico, y se inyecta de forma *feed-forward* en la señal moduladora el contenido de baja frecuencia que es necesario generar con el inversor para cancelar el contenido armónico de baja frecuencia. De esta forma, se consigue que el propio inversor principal actúe como filtro activo cancelando el contenido armónico debido a la carga no lineal, y generando una tensión de salida sinusoidal libre de armónicos de baja frecuencia. Sin embargo, a diferencia de los lazos rápidos y de los filtros activos convencionales, el ancho de banda mínimo necesario puede ser muy reducido.

En este trabajo de investigación se ha establecido el procedimiento de construcción de la señal moduladora a partir de la medida de la corriente demandada por la carga no lineal y se ha evaluado la frecuencia de conmutación necesaria.

Dado que la señal moduladora se genera de forma instantánea, la implementación PWM permite reducir significativamente la sensibilidad de la DAT respecto a la variación de los valores de los componentes de la fuente de alimentación:

- Elimina la dependencia con la función de transferencia del filtro.
- Elimina la dependencia con la bobina y la resistencia serie del filtro de la salida CC.
- Únicamente depende de la estimación de la bobina de filtro.

En términos comparativos entre las dos implementaciones propuestas para el concepto de cancelación de armónicos, se ha establecido que la implementación HCT-PWM frente a la implementación mediante tablas de control (HCT) presenta las siguientes características:

- Para obtener una capacidad de reconstrucción en baja frecuencia equivalente a la de la

técnica HCT es necesario un número de conmutaciones por periodo 1,7 veces mayor en HCT-PWM que en HCT.

- Para obtener valores similares de DAT, que comprende tanto la  $DAT_{AF}$  como la  $DAT_{BF}$ , es necesario aumentar el número de conmutaciones por periodo 1,4 veces.

El aumento del número de conmutaciones necesario para obtener resultados similares con HCT-PWM respecto a los obtenidos con HCT, penaliza las pérdidas en conmutación de los semiconductores. Sin embargo, a cambio, la implementación HCT-PWM aporta la capacidad de atender a cargas no lineales arbitrarias.

Por último, en términos de implementación del control, la implementación PWM de la cancelación de armónicos requiere:

- Respecto a la implementación HCT, es posible eliminar los lazos *feedforward* que atienden a las variaciones de la tensión de entrada del inversor, y a las variaciones de la corriente y la tensión de salida del cargador de baterías.
- Implementación de múltiples filtros paso banda, cuyo número total dependerá del número de armónicos de baja frecuencia que se desee cancelar.
- Tres sensores de corriente con ancho de banda suficiente para medir los armónicos de baja frecuencia de la corriente demandada por cada una de las tres fases de entrada del rectificador trifásico, en caso de que desee atender a cargas desequilibradas.

### 5.1.2.3 Otras aportaciones

Desde el punto de vista de la transferencia de los resultados de investigación de esta tesis doctoral, se distinguen dos actividades:

- Transferencia de los resultados de investigación a una empresa del sector mediante el desarrollo de una aplicación informática basada en los resultados obtenidos en esta tesis doctoral, para lo que se ha contado con la ayuda de un programador profesional. Dicha aplicación permite automatizar el diseño de la fuente de alimentación de servicios auxiliares cuando se utiliza la técnica de cancelación de armónicos, así como el cálculo automático de la tabla de control.
- Transferencia de los resultados de esta investigación a la comunidad científica mediante la publicación de tres artículos en revistas internacionales, seis artículos en congresos internacionales y cinco artículos en congreso nacional.



## 5.2 Sugerencias para futuros trabajos

Durante el desarrollo de este trabajo se han identificado algunos aspectos encaminados a mejorar, ampliar y profundizar el estudio desarrollado. Dichas sugerencias se resumen a continuación.

- En términos de reducción de la DAT de alta frecuencia se propone la utilización de algoritmos de optimización basados en la minimización/maximización de funciones objetivo, que permita obtener un patrón de disparo cuyos flancos de disparo no se encuentre restringidos a la distribución propia de una técnica de disparo concreta.
- Desde el punto de vista de la implementación mediante tablas de control de la técnica de cancelación de armónicos, se sugiere el estudio de la implementación de estrategias de *autotuning* que permitan calibrar los parámetros de la fuente de alimentación. Con objeto de optimizar los resultados obtenidos con esta técnica de modulación.
- Por último, desde el punto de vista de la implementación PWM del concepto de cancelación de armónicos se distinguen dos vías de trabajo:
  - Estudiar en profundidad la implementación PWM propuesta en este trabajo, con objeto de establecer los límites de la misma. Evaluar su capacidad para atender a cargas desequilibradas y a la presencia de cargas monofásicas conectadas al bus de tensión CA generado.
  - Validación experimental de la implementación PWM del concepto de cancelación de armónicos.



# A

## Anexo A: Estimador de la corriente demandada por el cargador de baterías



Universidad  
Carlos III de Madrid



<b>A.</b>	<b>ESTIMADOR DE LA CORRIENTE DE ENTRADA DEL CARGADOR DE BATERÍAS.....</b>	<b>301</b>
<b>A. 1.</b>	<b>Estimador de la corriente de entrada (<math>i'_3</math>) respecto a la tensión de línea que alimenta el rectificador (<math>v_3</math>) .....</b>	<b>303</b>
A.1.1.	Estimador de la corriente de entrada $i'_3$ respecto a la tensión de línea que alimenta el rectificador ( $v_3$ ) en Modo de Conducción Continuo .....	304
A.1.1.1.	Determinación de la función temporal de la corriente por la fase R, $i'_3(\omega t)$ en MCC... 304	
A.1.1.2.	Coeficientes de Fourier de la corriente por la fase R de entrada del rectificador ( $i'_3(\omega t)$ ) en MCC, referida a la tensión de línea de entrada del rectificador .....	306
A.1.2.	Estimador de la corriente de entrada $i'_3$ en Modo de Conducción Discontinuo .....	307
A.1.2.1.	Determinación de la función temporal de la corriente por la fase R, $i'_3(\omega t)$ en MCD .. 307	
A.1.2.2.	Coeficientes de Fourier de la corriente por la fase R de entrada del rectificador ( $i'_3(\omega t)$ ) en MCD, referida a la tensión del línea de entrada del rectificador ( $v_3$ ) .....	312
A.1.3.	Frontera entre el Modo de Conducción Continuo y el Modo de Conducción Discontinuo. Detección del modo de conducción. ....	312
<b>A. 2.</b>	<b>Estimador de la corriente de entrada (<math>i_3</math>) reflejada en el primario y referida al origen de fases común de la fuente de alimentación de servicios auxiliares (<math>v_A</math>) .....</b>	<b>315</b>
A.2.1.	Definición de la corriente dentro del triángulo del terciario ( $i'_{3RS}(\omega t)$ ) respecto a la tensión de línea RS en el terciario. ....	315
A.2.2.	Definición de la corriente de entrada ( $i_3$ ) del rectificador reflejada en el primario y referida al origen de fases común ( $v_A$ ) .....	316



## A. Estimador de la corriente de entrada del cargador de baterías

En la fuente de alimentación de servicios auxiliares considerada en esta tesis, es necesario modelar la corriente demandada por el cargador de baterías. Dicho cargador está implementado mediante un rectificador trifásico controlado de onda completa alimentado desde el terciario del transformador de dicha fuente de alimentación de servicios auxiliares.

En el presente anexo se detalla el modelado de la corriente demandada por dicho rectificador trifásico controlado de onda completa, tanto en MCC como en MCD. El procedimiento de determinación de dichos coeficientes, referidos al primario y al origen de fases establecido para la implementación de la cancelación de armónicos ( $v_A$ ) se ha representado en la Figura A. 1.

Para ello, se determinan los coeficientes que definen la serie de Fourier de la corriente demandada por el rectificador ( $i'_3$ ) respecto a la tensión de alimentación del mismo ( $v_3$ ), obteniéndose los coeficientes dados en  $A_{n,i'3}$  y  $B_{n,i'3}$ . A continuación, con objeto de obtener dicha corriente referida al primario y al origen de fases establecido para la técnica de cancelación de armónicos, es necesario tener en cuenta el grupo de conexión primario-terciario del transformador. Dado que en este caso la conexión es  $\Delta$ - $\Delta$ , a partir de la corriente de línea demandada por el rectificador ( $i'_3$ ), se determina la corriente de fase ( $i'_{3RS}$ ) dentro del triángulo en el terciario del transformador ( $A_{n,i'3RS}$  y  $B_{n,i'3RS}$ ) y, finalmente, se obtienen los coeficientes de la serie de Fourier de dicha corriente referida al primario y al origen de fases establecido para el cálculo de la técnica de cancelación de armónicos ( $A_{n,i3}$  y  $B_{n,i3}$ ).

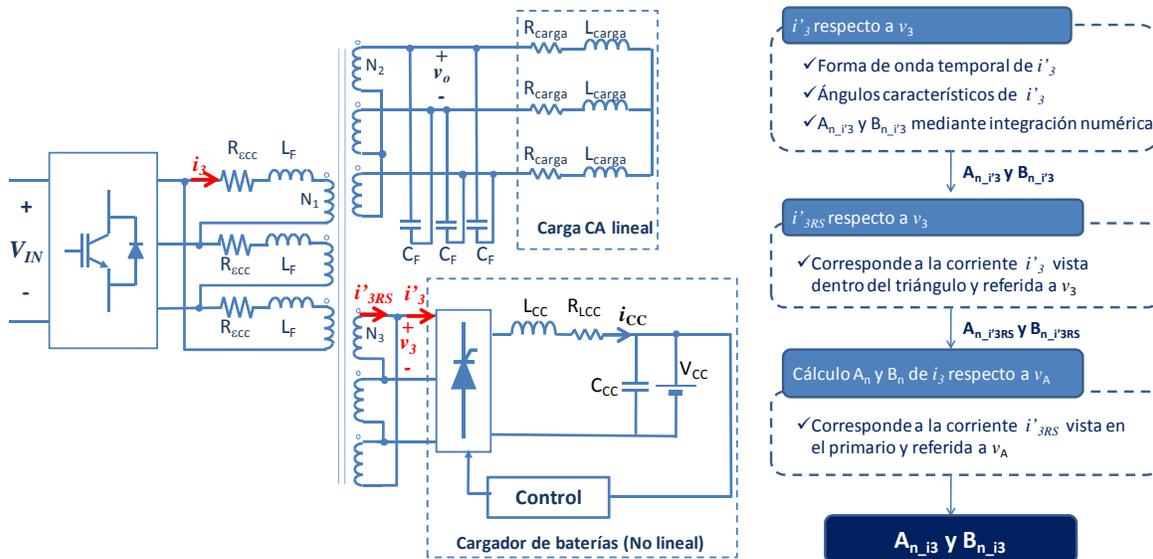


Figura A. 1: Esquema eléctrico de la fuente de alimentación de servicios auxiliares y diagrama de flujo del proceso de cálculo de los coeficientes de la serie de Fourier de la corriente demandada por el rectificador, vista en el primario y referida al origen de ángulos  $v_A$ .

A continuación, se detalla el procedimiento de obtención de los coeficientes de la serie de Fourier que caracteriza la corriente demandada por el rectificador, vista desde el primario, y estableciendo como referencia el origen de fases utilizado para calcular la técnica de cancelación de armónicos: la tensión en el punto medio de la rama A del inversor,  $v_A$ .



### A. 1. Estimador de la corriente de entrada ( $i'_3$ ) respecto a la tensión de línea que alimenta el rectificador ( $v_3$ )

En la Figura A. 2 se representa, de forma esquemática, el cargador de baterías implementado mediante un rectificador controlado de onda completa. Dicho rectificador está conectado al terciario del transformador de la fuente de alimentación y, por lo tanto, el primer armónico de la tensión  $v_3$  es conocido y viene determinado por la tensión de salida en el secundario (fijada por las especificaciones) y por la relación de transformación secundario-terciario. Por otro lado, dado que se trata de un rectificador controlado en tensión operando en lazo cerrado, la tensión de salida del cargador de baterías  $V_{CC}$  se considera conocida, constante e igual a la tensión de referencia.

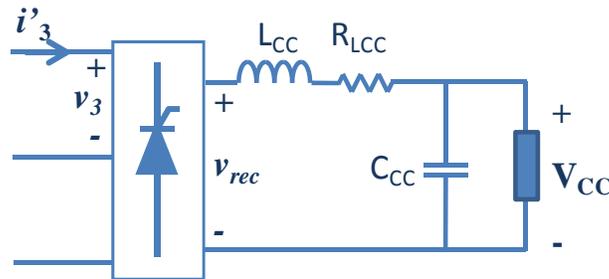


Figura A. 2: Esquema simplificado de un cargador de baterías implementado mediante un rectificador trifásico controlado de onda completa.

En términos de potencia proporcionada por el cargador a las baterías ésta se define como un porcentaje de la potencia CA nominal ( $P_{CA}$ ) proporcionada por la salida CA trifásica, como se expresa en (A. 1).

$$P_{CC} = \%P_{AC} \cdot P_{AC} \tag{A. 1}$$

Dependiendo de las condiciones de funcionamiento del cargador de baterías, la bobina del filtro de salida puede funcionar tanto en MCC como en MCD, dando lugar a la necesidad de desarrollar dos modelos, uno para cada modo de conducción, como se ilustra en la Figura A. 3. En dicha figura se representan las formas de onda de la corriente por la bobina para ambos modos de conducción: MCC cuando la corriente media es mayor que el rizado o MCD en caso contrario.

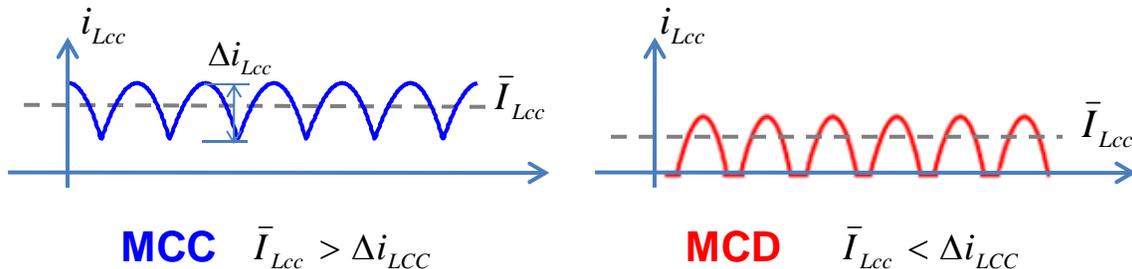


Figura A. 3: Corriente por la bobina del filtro de salida del rectificador en modo de conducción continuo (MCC) y en modo de conducción discontinuo (MCD).

### A.1.1. Estimador de la corriente de entrada $i'_3$ respecto a la tensión de línea que alimenta el rectificador ( $v_3$ ) en Modo de Conducción Continuo

La caracterización de la forma de onda de la corriente de entrada se lleva a cabo mediante la aplicación de la definición de los coeficientes de la serie de Fourier a la definición temporal de la forma de onda. Por tanto, el primer paso debe ser la definición de la forma de onda temporal de la corriente por la línea demandada por el rectificador ( $i'_3$ ).

#### A.1.1.1. Determinación de la función temporal de la corriente por la fase R, $i'_3(\omega t)$ en MCC

Dada la relación unívoca existente entre la corriente de entrada por cada línea y la corriente circulante por la bobina, la determinación de la función temporal de la corriente de entrada se realiza a partir de la corriente que circula por la bobina  $i_{LCC}$ , donde dicha corriente se puede determinar a partir de la tensión de salida del rectificador y la impedancia vista desde la salida del mismo.

#### Tensión de salida del rectificador controlado

La forma de onda temporal de la tensión de salida del rectificador trifásico controlado ( $v_{rec}$ ) es conocida y se encuentra representada en la Figura A. 4.

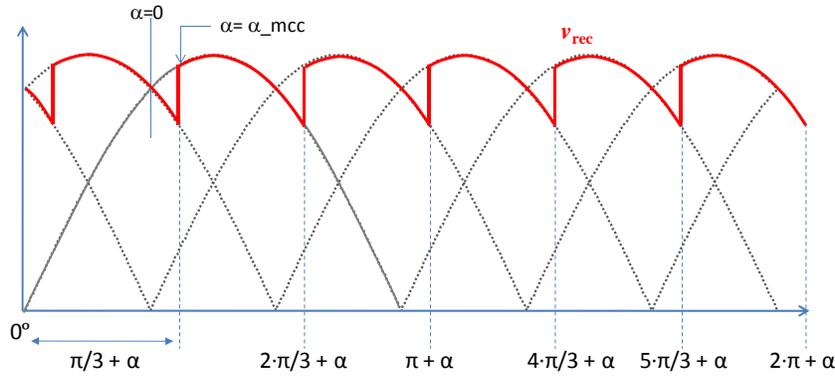


Figura A. 4 Tensión de salida del rectificador,  $v_{rec}$ .

Considerando como origen de ángulos el paso por cero de la tensión de línea RS que alimenta el rectificador,  $v_3$ , la expresión de la tensión en la salida del rectificador corresponde a la dada por las expresiones (A. 2) a (A. 6).

$$v_{rect}(\omega t) = Vp_3 \frac{6}{2 \cdot \pi} \cos(\alpha) + \sum_{n=1}^N \left( C_{n\_vrec} \cdot \text{sen} \left( 6 \cdot n \cdot \omega t + 6 \cdot n \cdot \left( \frac{\pi}{6} - \alpha \right) + \phi_{n\_vrec} \right) \right) \quad (\text{A. 2})$$

$$C_{n\_vrec} = \sqrt{A_{n\_vrec}^2 + B_{n\_vrec}^2} \quad (\text{A. 3})$$

$$\phi_{n\_vrec} = \arg(B_{n\_vrec} + jA_{n\_vrec}) \quad (\text{A. 4})$$

$$A_{n\_vrec} = -V_3 \cdot \left( \frac{2}{(6 \cdot n)^2 - 1} \right) \cdot \cos(\alpha\_mcc) \cdot \cos \left( (6 \cdot n) \cdot \frac{\pi}{6} \right) \quad (\text{A. 5})$$

$$B_{n\_vrec} = V_3 \cdot \left( \frac{2 \cdot n}{(6 \cdot n)^2 - 1} \right) \cdot \sin(\alpha\_mcc) \cdot \text{sen} \left( (6 \cdot n) \cdot \frac{\pi}{6} \right) \quad (\text{A. 6})$$

Donde:

$n$  Orden armónico respecto a la frecuencia fundamental en la tensión de alimentación del rectificador.

$V_{p3}$  Amplitud de la tensión de línea que alimenta el rectificador trifásico.

$\alpha$  Ángulo de disparo de los tiristores.

Dado que se trata de un rectificador controlado operando en lazo cerrado, la tensión de salida ( $V_{CC}$ ) es constante, conocida e igual a la tensión de referencia. Por lo tanto, es posible anticipar el valor del ángulo de disparo de los tiristores mediante la expresión (A. 7) en la que se tiene en cuenta la caída de tensión parásita debida a la resistencia  $R_{LCC}$ .

$$\alpha\_mcc = \arccos \left( \frac{(V_{CC} + I_{CC} \cdot R_{LCC}) \cdot \pi}{3 \cdot V_{p3}} \right) \quad (\text{A. 7})$$

Donde:

$V_{CC}$  Tensión de salida del cargador de baterías.

$I_{CC}$  Corriente media de salida del cargador de baterías.

$V_{p3}$  Amplitud de la tensión de línea que alimenta el rectificador trifásico.

Conocido el ángulo de disparo, la expresión que define la evolución temporal de la tensión de salida del rectificador queda completamente definida y, a partir de ella, es posible determinar la corriente que circula por la bobina del filtro de salida del rectificador trifásico ( $i_{LCC}$ ).

Si se considera el esquema simplificado de la Figura A. 5, donde la forma de onda de la tensión de salida del rectificador corresponde a la dada en las expresiones (A. 2) a (A. 6). Entonces, la impedancia vista desde la salida del rectificador corresponde a la expresión (A. 8) y la corriente que circula por la bobina  $L_{CC}$  se obtiene dividiendo la tensión de salida del rectificador entre la impedancia vista desde la salida del mismo.

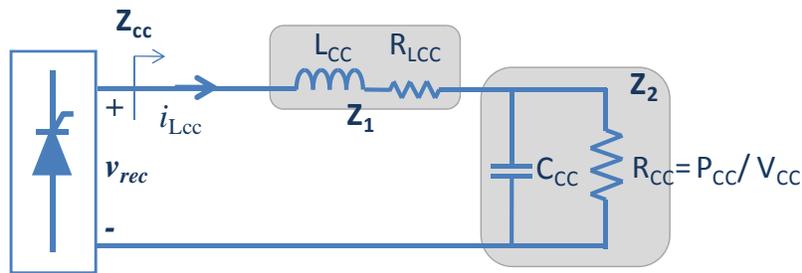


Figura A. 5 Circuito equivalente para el cálculo de la impedancia vista desde la salida del rectificador.

$$Z_{cc}(j(6 \cdot n) \cdot \omega_1) = Z_1(j(6 \cdot n) \cdot \omega_1) + Z_2(j(6 \cdot n) \cdot \omega_1) \quad (\text{A. 8})$$

$$Z_1(j(6 \cdot n) \cdot \omega_1) = R_{LCC} + j(6 \cdot n) \cdot \omega_1 L_{CC} \quad (\text{A. 9})$$

$$Z_2(j(6 \cdot n) \cdot \omega_1) = \frac{R_{CC}}{1 + j(6 \cdot n) \cdot \omega_1 C_{CC} R_{CC}} \quad (\text{A. 10})$$

A partir de la serie de la tensión de salida del rectificador y de la impedancia  $Z_{CC}$ , dada en (A. 8) a (A. 10), se define la forma de onda de la corriente por la bobina ( $i_{Lcc}$ ) en (A. 11), siendo las expresiones de su módulo y fase las dadas en (A. 12) y (A. 13), respectivamente.

$$i_{Lcc}(\omega t) = \frac{V_3}{R_{CC}} \frac{6}{2\pi} \cos(\alpha_{-mcc}) + \sum_{n=1}^N C_{n_{iLcc}} \cdot \text{sen}((6 \cdot n) \cdot \omega t + \phi_{iLcc}) \quad (\text{A. 11})$$

$$C_{n_{iLcc}} = \frac{C_{n_{vrec}}}{|Z_{CC}(j(6 \cdot n) \cdot \omega_1)|} \quad (\text{A. 12})$$

$$\phi_{n_{iLcc}} = \phi_{n_{vrec}} - \text{Ph}(Z_{CC}(j(6 \cdot n) \cdot \omega_1)) \quad (\text{A. 13})$$

Donde:

$|Z_{CC}(j(6n)\omega_1)|$  Módulo de la impedancia vista desde la salida del rectificador para el armónico  $n$ -ésimo

$\text{Ph}(Z_{CC}(j(6n)\omega_1))$  Fase de la impedancia vista desde la salida del rectificador para el armónico  $n$ -ésimo

De forma equivalente, la serie de Fourier queda definida en (A. 14), cuyos coeficientes se proporcionan en (A. 15) y (A. 16).

$$i_{Lcc}(\omega t) = \frac{V_3}{R_{CC}} \frac{6}{2\pi} \cos(\alpha_{-mcc}) + \sum_{n=1}^N (A_{n_{iLcc}} \cdot \cos((6 \cdot n) \cdot \omega t) + B_{n_{iLcc}} \cdot \text{sen}((6 \cdot n) \cdot \omega t)) \quad (\text{A. 14})$$

$$A_{n_{iLcc}} = \frac{C_{n_{vrec}}}{|Z_{CC}(j(6 \cdot n) \cdot \omega_1)|} \cdot \text{sen}(\phi_{n_{iLcc}}) \quad (\text{A. 15})$$

$$B_{n_{iLcc}} = \frac{C_{n_{vrec}}}{|Z_{CC}(j(6 \cdot n) \cdot \omega_1)|} \cdot \cos(\phi_{n_{iLcc}}) \quad (\text{A. 16})$$

#### A.1.1.2. Coeficientes de Fourier de la corriente por la fase R de entrada del rectificador ( $i'_3(\omega t)$ ) en MCC, referida a la tensión de línea de entrada del rectificador

Una vez conocida la serie de Fourier que describe la corriente por la bobina  $L_{CC}$ , la relación existente entre dicha corriente y la corriente circulante por cada una de las fases de entrada del rectificador permite obtener la corriente circulante por la fase R simplemente definiendo los ángulos característicos de la corriente  $i'_3$  que se desea determinar. En la Figura A. 6 se representa la corriente por la fase R ( $i'_3$ ), la corriente por la bobina ( $i_{Lcc}$ ) y la tensión de salida del rectificador ( $v_{rec}$ ), sobre las que se definen los ángulos característicos de la corriente  $i'_3$  respecto al paso por cero de la tensión de línea RS ( $v_3$ ) en la entrada del rectificador. La definición matemática de dichos ángulos se puede encontrar en las expresiones (A. 17) a (A. 24).

Por último, una vez definida la función temporal de la corriente  $i'_3$  y sus ángulos característicos, y dada la complejidad de la expresión matemática de  $i'_3$  en los tramos de existencia de solución, se determinan los coeficientes de su serie de Fourier mediante la integración numérica de la expresión temporal de la corriente, particularizando las definiciones generales de  $A_n$  y  $B_n$  como se muestra en (A. 25) y (A. 26).

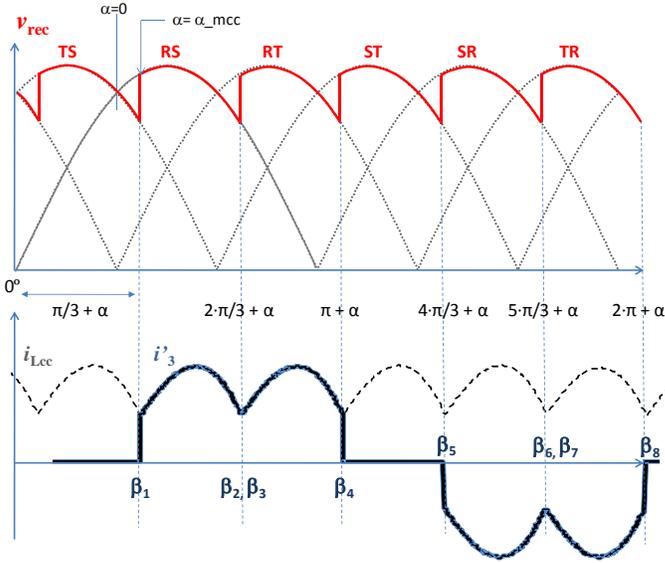


Figura A. 6 Definición de ángulos característicos de la corriente de entrada por la fase R,  $i'_3(\omega t)$ , en MCC.

$$\beta_1 = \alpha_{mcc} + \frac{\pi}{3} \quad (\text{A. 17})$$

$$\beta_2 = \beta_1 + \frac{\pi}{3} \quad (\text{A. 18})$$

$$\beta_3 = \beta_2 \quad (\text{A. 19})$$

$$\beta_4 = \beta_3 + \frac{\pi}{3} \quad (\text{A. 20})$$

$$\beta_5 = \beta_4 + \frac{\pi}{3} \quad (\text{A. 21})$$

$$\beta_6 = \beta_5 + \frac{\pi}{3} \quad (\text{A. 22})$$

$$\beta_7 = \beta_6 \quad (\text{A. 23})$$

$$\beta_8 = \beta_7 + \frac{\pi}{3} \quad (\text{A. 24})$$

$$A_{n_{i'3}} = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\beta_1}^{\beta_4} i_{Lcc}(\omega t) \cdot \cos(n\omega t) \cdot d\omega t - \int_{\beta_5}^{\beta_8} i_{Lcc}(\omega t) \cdot \cos(n\omega t) \cdot d\omega t \right] \quad (\text{A. 25})$$

$$B_{n_{i'3}} = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\beta_1}^{\beta_4} i_{Lcc}(\omega t) \cdot \text{sen}(n\omega t) \cdot d\omega t - \int_{\beta_5}^{\beta_8} i_{Lcc}(\omega t) \cdot \text{sen}(n\omega t) \cdot d\omega t \right] \quad (\text{A. 26})$$

### A.1.2. Estimador de la corriente de entrada $i'_3$ en Modo de Conducción Discontinuo

A lo largo de este apartado se describe la obtención de la serie de Fourier de la corriente por la fase R de entrada al rectificador cuando la bobina del filtro de salida trabaja en Modo de Conducción Discontinuo (MCD).

Igual que en el caso correspondiente a MCC, el primer paso para la determinación de los coeficientes de la serie de Fourier de la corriente  $i'_3$  respecto a la tensión de alimentación el inversor ( $v_3$ ), en MCD, es la caracterización de su forma de onda mediante una función matemática. Una vez caracterizada, se obtienen los coeficientes que definen su serie de Fourier mediante integración numérica.

#### A.1.2.1. Determinación de la función temporal de la corriente por la fase R, $i'_3(\omega t)$ en MCD

La forma de onda de la corriente por la fase R en MCD se caracteriza por presentar cuatro pulsos de corriente dentro del periodo, como se representa en la Figura A. 7. Por tanto, si se define uno de los pulsos de corriente y los ángulos característicos, es posible definir una función por tramos que reproduce la evolución temporal de la corriente y, a partir de ella, obtener la serie de Fourier que la describe.

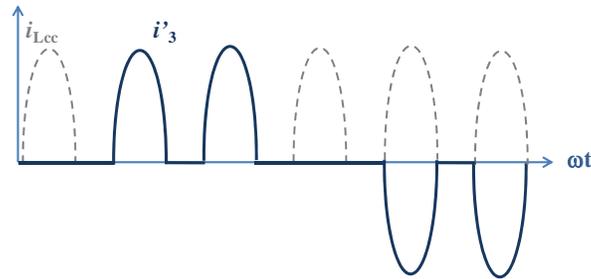


Figura A. 7 Corriente por la bobina ( $i_{L_{cc}}$ ) y corriente por la fase R de entrada del rectificador ( $i'_3$ ) cuando la bobina de salida trabaja en MCD.

### Definición de un pulso de corriente

Para la determinación de la ecuación de uno de los pulsos de corriente se ha utilizado el esquema de la Figura A. 8, donde el rectificador ha sido sustituido por un interruptor ideal. Además, con objeto de simplificar la obtención de la expresión de uno de los pulsos de corriente, se asume que dado que el condensador de salida del filtro es muy grande y que la tensión de salida está regulada, la tensión de salida del cargador se comporta como una tensión constante y, por consiguiente, es equivalente a una fuente de tensión de valor  $V_{CC}$ .

Como en el caso descrito previamente en MCC, la amplitud del primer armónico de la tensión de entrada ( $v_3$ ) es conocida y viene impuesta por las especificaciones de la tensión de línea en el secundario y la relación de transformación.

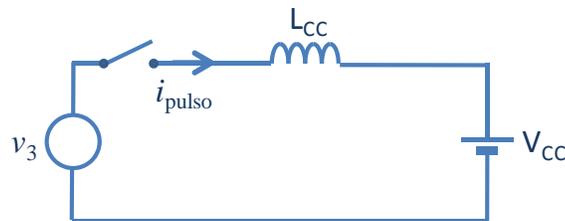


Figura A. 8 Corriente por una de las fases de entrada del rectificador cuando la bobina de salida trabaja en MCD.

A partir de la tensión de entrada y de la tensión de salida se define la tensión en la bobina, incluida en (A. 27).

$$v_{L_{CC}}(\omega t) = v_3(\omega t) - V_{CC} \quad (\text{A. 27})$$

Donde:

- $v_{L_{cc}}$  Tensión en la bobina de filtro.
- $v_3$  Tensión de línea que alimenta el rectificador trifásico.
- $V_{CC}$  Tensión en la salida del cargador de baterías.

Por otro lado, la expresión genérica de la caída de tensión en una bobina es conocida y se proporciona en (A. 28).

$$v_{L_{CC}}(\omega t) = L_{CC} \cdot \frac{di_{L_{cc}}(\omega t)}{d\omega t} \quad (\text{A. 28})$$

Operando las expresiones (A. 27) y (A. 28) se obtiene la expresión analítica que caracteriza uno de los pulsos de corriente, y cuya expresión se encuentra en (A. 29).

$$i_{pulso}(\omega t) = \frac{-V_{p3}}{L_{CC} \cdot \omega} \cdot \cos(\omega t) - \frac{V_{CC}}{\omega \cdot L_{CC}} \cdot \omega t + \left[ \frac{V_{p3}}{L_{CC} \cdot \omega} \cdot \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) + \frac{V_{CC}}{\omega \cdot L_{CC}} \cdot \left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{A. 29})$$

Donde:

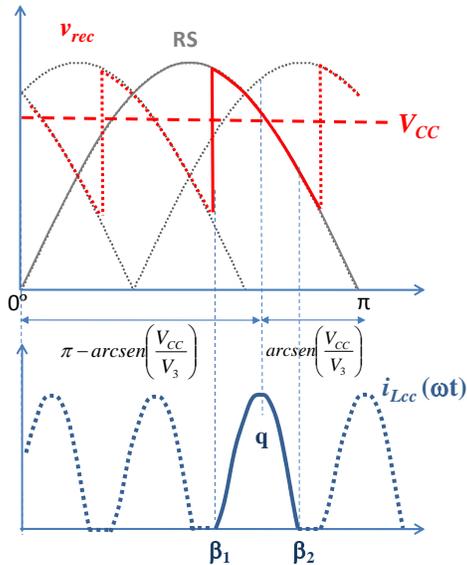
- $V_{p3}$  Amplitud de la tensión de línea de entrada del rectificador
- $L_{CC}$  Inductancia del filtro de salida del rectificador
- $R_{CC}$  Resistencia de la carga CC.
- $V_{CC}$  Tensión de salida regulada del conjunto rectificador-filtro de salida.
- $\alpha$  Ángulo de disparo de los tiristores

### Ángulos característicos de la corriente demandada por la fase R ( $i'_3(\omega t)$ ) en MCD

De la misma manera que en MCC, es necesario definir los ángulos característicos de la forma de onda de corriente por la fase R y, para ello, es imprescindible conocer los ángulos de disparo y de extinción del primero de los pulsos de corriente respecto a la tensión RS de referencia.

El procedimiento de cálculo de los ángulos de inicio y de extinción de la conducción se realizan mediante un procedimiento formado por dos pasos, de forma que en el primero se obtiene una aproximación utilizada como valor inicial para la determinación del valor exacto en el segundo paso.

La tensión en la bobina viene determinada por la diferencia entre la tensión de salida del rectificador,  $v_{rec}$ , y la tensión regulada de salida,  $V_{CC}$ , (A. 30). Como se puede observar en la Figura A. 9, el máximo del pulso de corriente se produce cuando cambia el signo de la tensión en la bobina, es decir, cuando la tensión de salida regulada ( $V_{CC}$ ) y la tensión de salida del rectificador ( $v_{rec}$ ) se igualan. Dicho ángulo se define mediante la expresión (A. 31).



$$v_{Lcc}(\omega t) = v_{rec}(\omega t) - V_{CC} \quad (\text{A. 30})$$

$$q = \pi - \arcsen\left(\frac{V_{CC}}{V_3}\right) \quad (\text{A. 31})$$

Figura A. 9 Definición de ángulos de comienzo y extinción de la conducción de un pulso de corriente por la bobina  $L_{CC}$ .

En régimen permanente se debe cumplir la igualdad “voltios por segundo” en la bobina, es decir las áreas A y B de la Figura A. 10 deben ser iguales. Como primera aproximación se puede considerar que el arco de senoide comprendido entre los ángulos de disparo y extinción ( $\beta_1$  y  $\beta_2$ ) es una recta. En este caso, ambas áreas quedan definidas mediante dos triángulos de la misma altura y, por lo tanto, sus bases deben ser iguales según la expresión (A. 32), donde  $\beta_1$  es el ángulo de disparo y se define en (A. 33). A partir de (A. 32) y (A. 33) se deduce el ángulo de extinción  $\beta_2$  referido a la tensión de alimentación del rectificador ( $v_3$ ), definido en la expresión (A. 34).

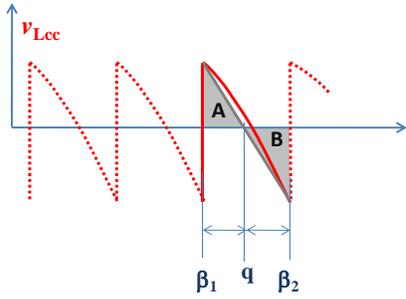


Figura A. 10 Igualdad voltios x segundo en la bobina y aproximación para el cálculo del ángulo de extinción.

$$q - \beta_1 = \beta_2 - q \quad (\text{A. 32})$$

$$\beta_1 = \alpha_{mcd} + \frac{\pi}{3} \quad (\text{A. 33})$$

$$\beta_2 = 2q - \beta_1 = 2 \left[ \pi - \arcsen \left( \frac{V_{CC}}{V_3} \right) \right] - \alpha_{mcd} - \frac{\pi}{3} \quad (\text{A. 34})$$

Una vez determinado de forma aproximada el ángulo de extinción  $\beta_2$ , se procede a la obtención del ángulo de disparo de los tiristores en MCD ( $\alpha_{mcd}$ ), a partir de la definición de corriente media en un rectificador trifásico de onda completa (A. 35), que debe ser igual a la corriente de carga ( $I_{CC}$ ).

$$\bar{i}_{Lcc} = \frac{6}{2\pi} \int_{\beta_1(\alpha_{mcd})}^{\beta_2(\alpha_{mcd})} i_{pulso}(\omega t, \alpha_{mcd}) d\omega t = I_{CC} \quad (\text{A. 35})$$

Resolviendo numéricamente la ecuación de la expresión (A. 35), se obtiene la primera aproximación del ángulo de disparo de los tiristores ( $\alpha_{mcd}$ ).

Con objeto de obtener unos ángulos característicos de la corriente lo más precisos posible, se lleva a cabo un segundo paso que permite determinar con exactitud tanto el ángulo de disparo como el ángulo de extinción, lo que incrementa sensiblemente la exactitud del estimador de corriente. Para ello, operando sobre la ecuación (A. 36) se obtiene la expresión exacta de la igualdad “voltios por segundo” en la tensión de la bobina (A. 37) en función del ángulo de extinción exacto ( $\sigma_{extincion}$ ).

$$\int_{\alpha_{mcd}}^{\sigma_{extincion}} (Vp_3 \cdot \text{sen}(\omega t) - V_{CC}) d\omega t = 0 \quad (\text{A. 36})$$

$$\text{sen} \left( \sigma_{extincion} - \frac{\pi}{6} \right) - \frac{V_{CC}}{Vp_3} (\sigma_{extincion} - \alpha_{mcd}) - \text{sen} \left( \alpha_{mcd} - \frac{\pi}{6} \right) = 0 \quad (\text{A. 37})$$

Finalmente, para obtener los valores exactos del ángulo de disparo ( $\alpha_{mcd}$ ) y del ángulo de extinción ( $\sigma_{extincion}$ ), se resuelve numéricamente el sistema de dos ecuaciones con dos incógnitas formado por las ecuaciones (A. 35) y (A. 37) utilizando como valores iniciales los calculados previamente de forma aproximada. Para la resolución del sistema de ecuaciones, se ha utilizado el

algoritmo “Given-Find” de MathCad®.

Una vez obtenidos los ángulos de disparo y extinción del primero de los pulsos, se definen los ángulos característicos a partir de ellos. Dichos ángulos se encuentran representados en la Figura A. 11 y se han definido en las expresiones (A. 38) a (A. 45). Siendo el origen de ángulos considerado, la tensión de línea RS en la entrada del rectificador ( $v_3$ ).

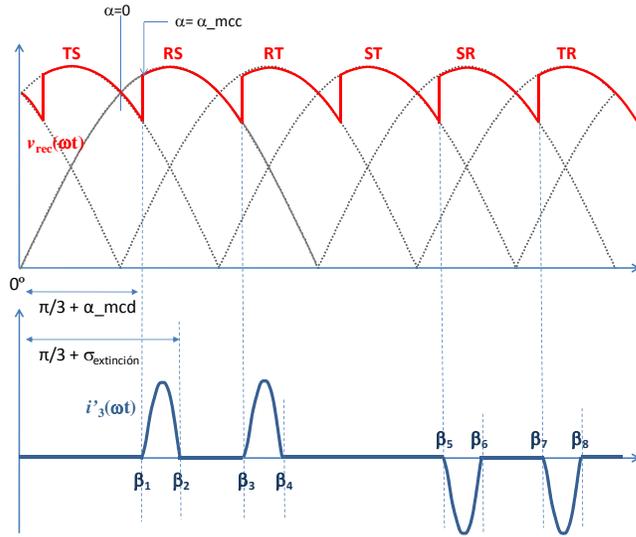


Figura A. 11 Definición de ángulos característicos de la corriente de entrada por la fase R,  $i'_3(\omega t)$ , en MCD.

$$\beta_1 = \alpha_{mcd} + \frac{\pi}{3} \quad (\text{A. 38})$$

$$\beta_2 = \sigma_{extinción} + \frac{\pi}{3} \quad (\text{A. 39})$$

$$\beta_3 = \beta_1 + \frac{\pi}{3} \quad (\text{A. 40})$$

$$\beta_4 = \beta_2 + \frac{\pi}{3} \quad (\text{A. 41})$$

$$\beta_5 = \beta_1 + \pi \quad (\text{A. 42})$$

$$\beta_6 = \beta_2 + \pi \quad (\text{A. 43})$$

$$\beta_7 = \beta_1 + \frac{4\pi}{3} \quad (\text{A. 44})$$

$$\beta_8 = \beta_2 + \frac{4\pi}{3} \quad (\text{A. 45})$$

### Definición de la función temporal de la corriente demandada por la fase R ( $i'_3(\omega t)$ ) en MCD

Conocida la expresión analítica que describe uno de los pulsos y los ángulos característicos de la corriente  $i'_3$  dados en (A. 29) y (A. 38) a (A. 45), respectivamente, se define la expresión temporal de dicha corriente mediante la función a tramos dada en (A. 46). Para ello, basta el signo y el desfase adecuado a la función  $i_{pulso}(\omega t)$  definida en (A. 29). El origen considerado es el origen de la tensión de línea ( $v_3$ ) que alimenta el rectificador.

$$i'_3(\omega t) = \begin{cases} 0 & \text{para } \omega t \leq \beta_1 \\ i_{pulso}(\omega t) & \text{para } \beta_1 < \omega t \leq \beta_2 \\ 0 & \text{para } \beta_2 < \omega t \leq \beta_3 \\ i_{pulso}(\omega t - \pi/3) & \text{para } \beta_3 < \omega t \leq \beta_4 \\ 0 & \text{para } \beta_4 < \omega t \leq \beta_5 \\ -i_{pulso}(\omega t - \pi) & \text{para } \beta_5 < \omega t \leq \beta_6 \\ 0 & \text{para } \beta_6 < \omega t \leq \beta_7 \\ -i_{pulso}(\omega t - 4\pi/3) & \text{para } \beta_7 < \omega t \leq \beta_8 \\ 0 & \text{para } \beta_8 < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{A. 46})$$

### A.1.2.2. Coeficientes de Fourier de la corriente por la fase R de entrada del rectificador ( $i'_3(\omega t)$ ) en MCD, referida a la tensión del línea de entrada del rectificador ( $v_3$ )

Una vez definida la función temporal de la corriente demandada por la fase R del rectificador (A. 46), y los ángulos característicos dados en (A. 38) a (A. 45), los coeficientes de la serie de Fourier necesarios para modelar dicha corriente se obtienen mediante integración numérica, según se expresa en (A. 47) y (A. 48).

$$A_{n\_i'3} = \frac{1}{\pi} \left( \int_{\beta_1}^{\beta_8} i'_3(\omega t) \cos(n \cdot \omega t) d\omega t \right) \quad (\text{A. 47})$$

$$B_{n\_i'3} = \frac{1}{\pi} \left( \int_{\beta_1}^{\beta_8} i'_3(\omega t) \sen(n \cdot \omega t) d\omega t \right) \quad (\text{A. 48})$$

Una vez obtenidos los coeficientes de Fourier, basta aplicar la definición para obtener el módulo y la fase de la corriente considerada respecto a la tensión de línea RS ( $v_3$ ) de entrada del rectificador.

$$C_{n\_i'3} = \sqrt{A_{n\_i'3}^2 + B_{n\_i'3}^2} \quad (\text{A. 49})$$

$$\phi_{n\_i'3} = \arg(B_{n\_i'3} + jA_{n\_i'3}) \quad (\text{A. 50})$$

### A.1.3. Frontera entre el Modo de Conducción Continuo y el Modo de Conducción Discontinuo. Detección del modo de conducción.

El objetivo de la detección del modo de funcionamiento a partir de los datos de entrada es automatizar la obtención de los coeficientes de Fourier para distintas condiciones de tensión y potencia de salida. Dado que se ha despreciado la caída de tensión en la resistencia serie parásita de la bobina, la corriente  $i_{Lcc}$  adopta la forma mostrada en la Figura A. 12 y, por consiguiente, basta con comprobar el valor que adopta la corriente por la bobina en uno de sus mínimos para determinar el modo de conducción: si el valor es positivo, el modo de conducción es continuo y, en caso contrario, se trata de modo de conducción discontinuo. En la Figura A. 12 se observa que el mínimo de la corriente por la bobina se produce en el instante en el que comienza a conducir una nueva pareja de tiristores. En este caso, se ha seleccionado evaluar la función el punto  $i_{Lcc}(\omega t)$  dada en (A. 8) en  $\omega t = 2\pi/3 + \alpha_{mcc}$ , pero podría evaluarse en cualquiera de sus mínimos.

En la Figura A. 13, se ha representado mediante un diagrama de flujo de la secuencia seguida para obtener los coeficientes de Fourier de la corriente por  $i'_3$  seleccionando de forma automática el modelo que debe aplicarse para su obtención, MCC o MCD. Para ello, se parte de la suposición de que la bobina del filtro de salida del rectificador  $L_{CC}$  trabaja en modo de conducción continuo, MCC, se calcula el ángulo de disparo en MCC mediante la expresión (A. 7), y se evalúa la función  $i_{Lcc}(\omega t)$  dada en (A. 8) en  $\omega t = 2\pi/3 + \alpha_{mcc}$ . Si el resultado obtenido es positivo, la hipótesis de partida es correcta y por tanto el modo de funcionamiento es MCC. En caso contrario, el modo de funcionamiento para esas condiciones es MCD. Una vez determinado el modo de conducción, se utilizan las ecuaciones correspondientes a dicho modo de conducción para obtener los coeficientes de Fourier correspondientes a las condiciones de trabajo consideradas.

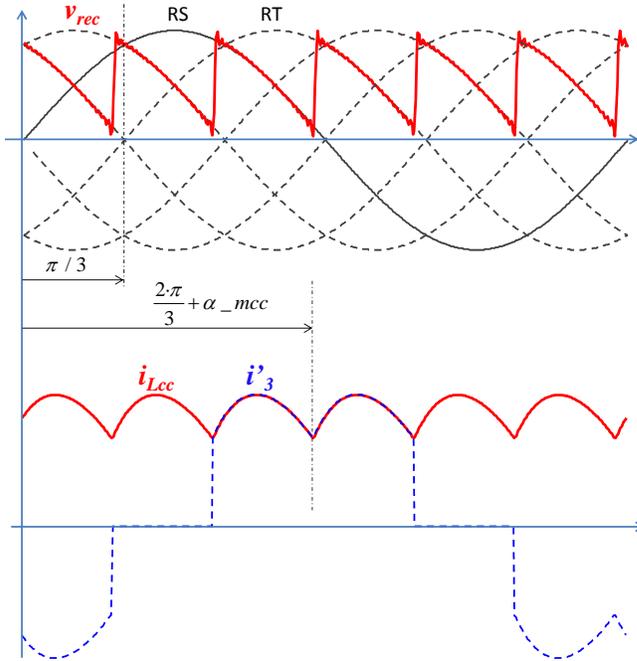


Figura A. 12 Tensión de salida del rectificador ( $v_{rec}$ ), corriente por la bobina de filtro ( $i_{Lcc}$ ) y corriente por la fase R de alimentación del rectificador ( $i'_3$ ).

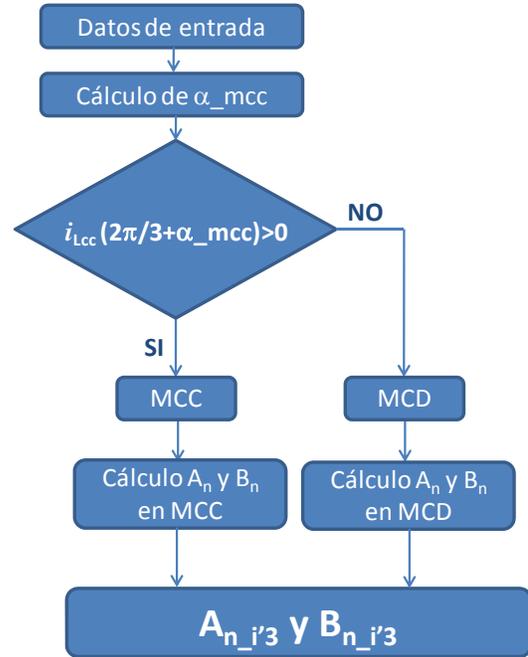


Figura A. 13 Diagrama de flujo de la determinación de la frontera MCC-MCD y el cálculo de los coeficientes de Fourier de la corriente por la fase R de entrada el rectificador.



## A. 2. Estimador de la corriente de entrada ( $i_3$ ) reflejada en el primario y referida al origen de fases común de la fuente de alimentación de servicios auxiliares ( $v_A$ )

Una vez definida la corriente respecto a la tensión de línea en la entrada del rectificador es necesario referirla al origen de fases común utilizado para la técnica de cancelación de armónicos, que corresponde a la tensión de la fase A de salida del inversor ( $v_A$ ).

Para ello es necesario tener en cuenta la conexión primario-terciario del transformador. El primario se conecta en triángulo para eliminar de forma natural los armónicos triples debido a la composición de tensiones desfasadas  $120^\circ$ . En cuanto al terciario, se puede conectar tanto en triángulo como en estrella, sin embargo, la conexión habitual es en triángulo ya que reduce la amplitud de los armónicos de corriente de baja frecuencia reflejados en primario y, por lo tanto, la DAT de la tensión de salida.

### A.2.1. Definición de la corriente dentro del triángulo del terciario ( $i'_{3RS}(\omega t)$ ) respecto a la tensión de línea RS en el terciario.

Si se considera un transformador cuya conexión primario-terciario sea  $\Delta-\Delta$  como el de la Figura A. 14, el primer paso es calcular la corriente  $i'_{3RS}$  a partir de la corriente  $i'_3$ . Tanto el módulo como la fase de los armónicos se ven afectados por la transformación, dependiendo de la secuencia del sistema trifásico que forma cada orden armónico. La secuencia característica de cada orden armónico puede ser directa, inversa u homopolar, como se ilustra en la Figura A. 15 y, en función de ello se establece el desfase que debe aplicarse. En la Tabla A. 1 se proporcionan las relaciones en términos de módulo y fase de la corriente  $i'_{3RS}$  respecto a  $i'_3$  para cada orden armónico.

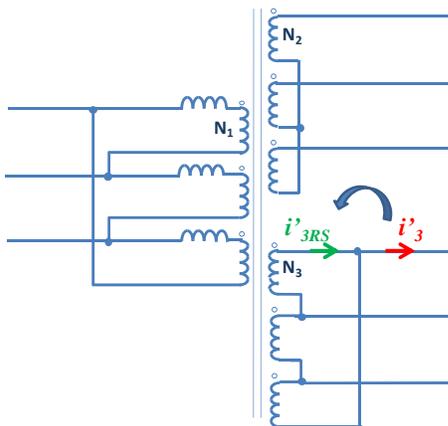


Figura A. 14 Grupo de conexión del transformador y corrientes en el terciario.

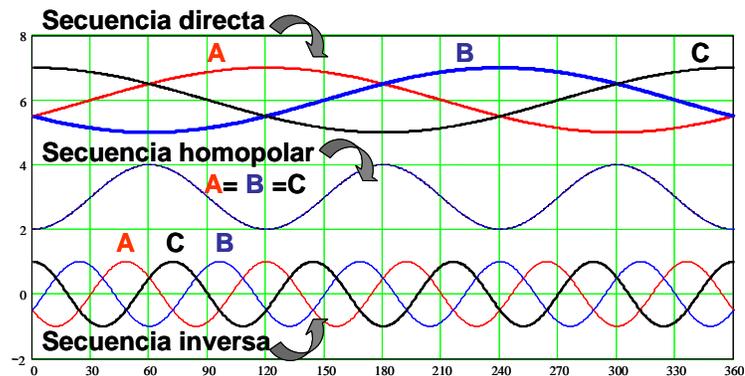


Figura A. 15 Secuencia directa, homopolar e inversa.

Tabla A. 1 Módulos y argumentos de  $i'_{3RS}(\omega t)$  respecto a  $i'_3(\omega t)$  para armónicos impares hasta el  $19^\circ$

n	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19
$\varphi(n)$	$\pi/6$	0	$-\pi/6$	$\pi/6$	0	$-\pi/6$	$\pi/6$	0	$-\pi/6$	$\pi/6$
$C(n)$	$\frac{1}{\sqrt{3}} i'_3 $	0	$\frac{1}{\sqrt{3}} i'_3 $	$\frac{1}{\sqrt{3}} i'_3 $	0	$\frac{1}{\sqrt{3}} i'_3 $	$\frac{1}{\sqrt{3}} i'_3 $	0	$\frac{1}{\sqrt{3}} i'_3 $	$\frac{1}{\sqrt{3}} i'_3 $

Teniendo en cuenta cómo se transforma el módulo y la fase correspondiente a cada orden armónico, la corriente dentro del triángulo del terciario ( $i'_{3RS}$ ) respecto a la tensión de línea RS en el terciario ( $v_3$ ) se define en (A. 51) a (A. 54).

$$i'_{3RS}(\omega t) = \sum_{n=1}^N (C_{n_{i'3RS}} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega t + \phi_{n_{i'3RS}})) \quad (\text{A. 51})$$

$$C_{n_{i'3RS}} = \frac{1}{\sqrt{3}} C_{n_{i3}} \quad (\text{A. 52})$$

$$\phi_{n_{i'3RS}} = \phi_{n_{i3}} + \frac{\pi}{6} \cdot \psi_n \quad (\text{A. 53})$$

Donde:

$\psi_n$  Se define en (A. 54) y cumple la Tabla A. 2, de forma que permite identificar la secuencia propia de cada orden armónico y aplicar el desfase apropiado en cada caso.

$$\psi_n = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \text{sen}\left(n \cdot \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{A. 54})$$

Tabla A. 2 Valor de la función  $\psi_n$  para los armónicos impares hasta el 19º

n	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19
$\psi(n)$	1	0	-1	1	0	-1	1	0	-1	1

### A.2.2. Definición de la corriente de entrada ( $i_3$ ) del rectificador reflejada en el primario y referida al origen de fases común ( $v_A$ )

Una vez definida la corriente dentro del triángulo en el terciario ( $i'_{3RS}(\omega t)$ ) se refleja en el primario del transformador, cuya conexión se ha representado en la Figura A. 16. Para ello basta con multiplicar el módulo por la relación de transformación correspondiente, como se ha incluido en (A. 56) y (A. 57).

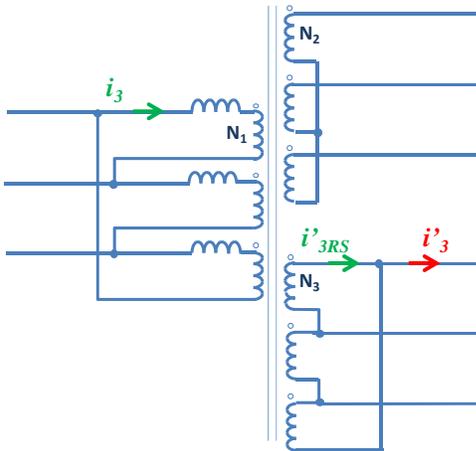


Figura A. 16 Esquema del transformador con primario-terciario conectado  $\Delta$ - $\Delta$  y corrientes vistas desde el primario.

Finalmente, para referir la corriente demandada por el cargador de baterías al origen de fases común  $v_A$ , es necesario tener en cuenta el equivalente monofásico en tensión de línea de la fuente de alimentación auxiliar que se incluye en la Figura A. 17, en el que todos los elementos han sido referidos al primario del transformador y, en el que la corriente demandada por el cargador de

baterías se representa mediante una fuente de corriente ( $i_3$ ). Se asume que la tensión  $v_{o\_pri}$  generada es sinusoidal con baja DAT y, por lo tanto, únicamente se considera el armónico fundamental, despreciando el contenido armónico restante.

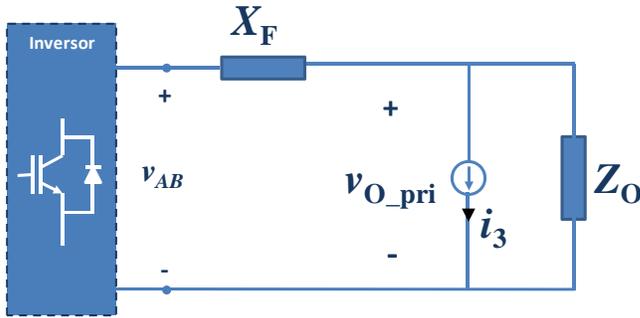


Figura A. 17 Equivalente monofásico en tensión de línea de la fuente de alimentación de servicios auxiliares, con todos los elementos vistos en el primario del transformador.

Atendiendo únicamente al armónico fundamental de la tensión generada por el inversor, la tensión de línea en el primario del transformador se define mediante la expresión (A. 55).

$$\vec{v}_{o\_pri\_1} = \vec{v}_{AB\_1} \cdot G_F(j\omega_1) - \vec{i}_{3\_1} \cdot G_F(j\omega_1) \cdot X_F(j\omega_1) \quad (\text{A. 55})$$

Donde:

$$G_F(jn\omega_1) = \frac{Z_o(j\omega_1)}{Z_o(j\omega_1) + X_F(j\omega_1)} \quad \text{Función de transferencia del filtro evaluada a la frecuencia del armónico fundamental.}$$

$\vec{v}_{o\_pri\_1}$  Fasor de la tensión de línea de salida del conjunto inversor-filtro CA para el armónico fundamental, referido al primario.

$\vec{v}_{AB\_1}$  Fasor de la tensión de línea de salida del inversor para el armónico fundamental.

$\vec{i}_{3\_1}$  Fasor de la corriente demandada por el cargador de baterías referida al primario del transformador para el armónico fundamental.

$n$  Orden armónico incluyendo el armónico fundamental.

$X_F(j\omega_1)$  Impedancia formada por la inductancia del filtro CA ( $L_F$ ) y la resistencia serie ( $R_{ecc}$ ) para el armónico fundamental.

$Z_o(j\omega_1)$  Impedancia de formada por el condensador de filtro y la impedancia de la carga lineal referida al primario del transformador, para el armónico fundamental.

$\omega_1$  Frecuencia angular para el armónico fundamental.

La representación gráfica de la expresión fasorial (A. 55) se ha incluido en la Figura A. 18. Sobre ella, se han representado los ángulos de desfase más significativos con objeto de determinar el desfase de la corriente  $i_3$  respecto al origen de fases común ( $v_{A0}$ ). Dada la conexión primario-terciario ( $\Delta$ - $\Delta$ ) y dado que el equivalente monofásico utilizado corresponde al equivalente monofásico en tensión de línea (ver Figura A. 17):

- La tensión de línea que alimenta el rectificador ( $v_3$ ) presenta el mismo desfase respecto al origen que la tensión de salida de la fuente de alimentación vista en el primario del transformador ( $v_{o\_pri}$ ), dado por el ángulo  $\theta_1$ .
- La corriente  $i_3$  está en fase con la corriente  $i'_{3RS}$ .

Por lo tanto, para el desfase de la corriente demandada por la carga no lineal, vista en el primario ( $i_3$ ), viene dado por el desfase de la corriente  $i'_{3RS}$  respecto a la tensión de línea que

alimenta el inversor ( $\phi_{1,i'3RS}$ ) y el desfase de la tensión de salida de la fuente de alimentación vista en el primario ( $v_{o\_pri}$ ) respecto al origen de fases considerado,  $v_{A0}$ , dado por el ángulo  $\theta_1$ .

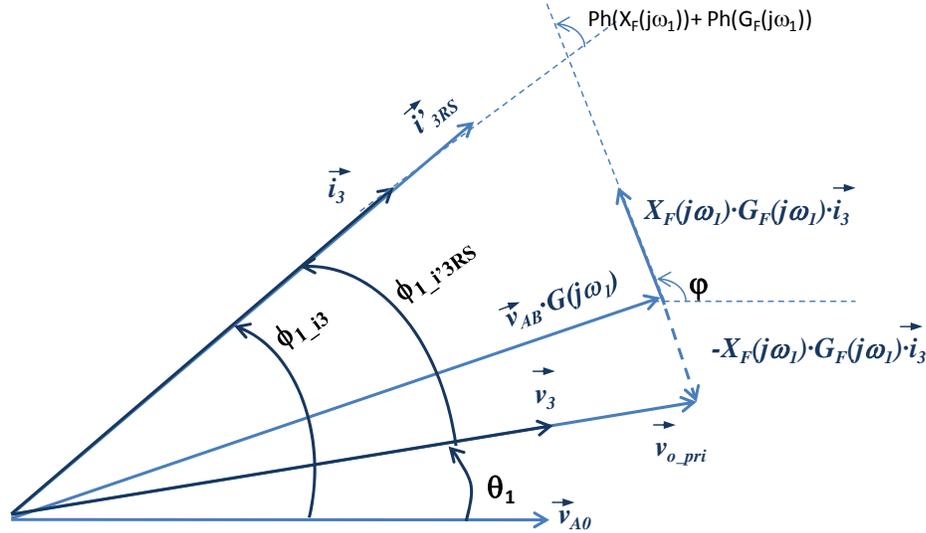


Figura A. 18 Cálculo del desfase de la corriente demandada por el cargador de baterías vista en el primario ( $i_3$ ) y referida al origen de ángulos común,  $v_{A0}$ .

Por lo tanto, la serie de Fourier de la corriente demandada por el cargador de baterías vista en el primario y referida al origen de fases ( $i_3$ ) se ha expresado en (A. 56). En términos de módulo y fase queda definida en (A. 57) y (A. 58),

$$i_3(\omega t) = \sum_{n=1}^N \left( \frac{N_3}{N_1} C_{n,i'3RS} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega t + \phi_{n,i'3RS} + n \cdot \theta_1) \right) \quad (\text{A. 56})$$

$$C_{n,i3} = \frac{N_3}{N_1} C_{n,i'3RS} = \frac{N_3}{N_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} C_{n,i'3} \quad (\text{A. 57})$$

$$\phi_{n,i3} = \phi_{n,i'3RS} + n \cdot \theta_1 = \phi_{n,i'3} + \frac{\pi}{6} \cdot \psi_n + n \cdot \theta_1 \quad (\text{A. 58})$$

Por último, cabe destacar que la determinación del ángulo  $\theta_1$  no es directa, y que depende tanto de la amplitud del primer armónico de la corriente  $i_3$ , como del primer armónico de la tensión generada por el inversor ( $v_{AB}$ ). Por lo tanto, para la completa definición de la corriente  $i_3$  respecto a  $v_{A0}$  es necesario determinar el valor de  $\theta_1$  para el punto de trabajo considerado en cada caso. La determinación de dicho ángulo es llevada a cabo en el capítulo 4, para las condiciones de trabajo concretas de la fuente de alimentación de servicios auxiliares.

# Referencias



Universidad  
Carlos III de Madrid



## Referencias

- [1] F. Schmid, C. J. Gooman, “Electric Railway Systems in Common Use”, 4<sup>th</sup> Institution of Engineering and Technology Professional Development Course on Railway Electrification Infrastructure and Systems, 2009, pp. 6-20, ISBN: 9781849191333, ISSN: 0537-9989.
- [2] European Commission “EU energy and transport figures, statistical pocketbook 2010” pp. 151 ISBN. 978-92-79-13815-7
- [3] Ficha técnica del convertidor de tracción 3000VDC de tranelec. [www.tranelec.com](http://www.tranelec.com)
- [4] A. Steimel, “Electric Traction – Motive Power and Energy Supply. Basics and Practical Experience”, Oldenbourg Industrieverlag, Munchen, 2008, Chapter 4, ISBN: 978-3-8356-3132-8
- [5] UNE-EN 50121-3-2: 2006 “Usos de ferrocarril - compatibilidad Electromagnética - la Parte 3-2: Material rodante – Aparato”
- [6] A. Steimel, “Electric Traction – Motive Power and Energy Supply. Basics and Practical Experience”, Oldenbourg Industrieverlag, Munchen, 2008, Chapter 6, ISBN: 978-3-8356-3132-8
- [7] G. Zhang, Z. Liu, L. Wang, L. Diao, “A DC Power Supply Converter System with very Low Harmonics for Railway Vehicles”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference 2008, VPPC’08, ISBN: 978-1-4244-1848-0
- [8] C. Heising, R. Bartelt, M. Oettmeier, V. Staudt, A. Steimel, “Analysis of Single Phase 50kW 16.7Hz PI-Controlled Four-Quadrant Line-Side Converter under different Grid Characteristics”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, N° 2, February 2010, ISSN: 0278-0046
- [9] C. Heising, M. Oettmeier, R. Bartelt, V. Staudt, A. Steimel, “Integrated Control of Single Phase Four Quadrant Line-Side Converter and Machine-Side Inverter for Railway Traction Applications”, 13th European Conference on Power Electronics and Applications 2009, EPE ’09, ISBN: 978-1-4244-4432-8
- [10] C. Heising R. Bartelt, V. Staudt, A. Steimel, “Single-phase 50kW 16.7Hz Four Quadrant Line-Side Converter for Railway Application”, 13th Power Electronics and Motion Control Conference 2008, EPE-PEMC 2008, pp. 521-527, ISBN: 978-1-4244-1741-4
- [11] K. Chao, P. Chen, C. Cheng, “A Three Level converter with Output Voltage Control for High Speed Railway Traction”, 33rd Annual conference of the IEEE Industrial Electronics Society 2007, IECON ’07, pp. 1793-1798, ISBN: 1-4244-0783-4
- [12] T. Kormska, Z. Peroutka, “Main traction Converter with Medium Frequency Transformer: Control of converters around MF transformer”, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion 2008 (SPEEDAM 08), Italy, ISBN 978-1-4244-1664-6.
- [13] J. Martin, P. Ladoux, B. Chauchat, J. Casarin, S. Nicolau, “Medium Frequency Transformer for Railway Traction: Soft Switching Converter with High Voltage Semiconductors”, International Symposium on Power Electronics, electric Drives, Automation and Motion, 2008, SPEEDAM ’08, pp. 1180-1185, ISBN: 978-1-4244-1664
- [14] V. Blahnik, Z. Peroutka, J. Zak, T. Komrska, “Traction converter with medium-frequency transformer for railway applications: Direct current control of primary active rectifiers”,

- Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. ISBN: 978-1-4244-4432-8
- [15] J. Casarin, P. Ladoux, J. Martin, B. Chauchat, "AC/DC Converter with Medium Frequency Link for Railway Traction Application. Evaluation of semiconductor losses and operating limits", International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion 2010, SPEEDAM '10, pp. 1706-1711, ISBN: 978-1-4244-4987-3
- [16] H. Hoffman, B. Piepenbreier, "High Voltage IGBTs and Medium Frequency Transformer in DC-DC converters for Railway Applications", International Symposium in Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2010, pp. 744-749, ISBN: 978-1-4244-4987
- [17] M. Steiner, H. Reinold, "Medium Frequency Topology in Railway Applications", Conference on Power Electronics and Applications 2007, pp. 1-10, ISBN: 978-92-75815-10-8
- [18] M. M. Bakran, H. G. Eckel, P. Eckert, H. Gambach, U. Wenkemann, "Comparison of Multi-system Traction Converters for High Power Locomotives" Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference 2004 (PESC 04), Aachen Germany, ISBN: 0-7803-8399-0
- [19] P. Drabek, M. Pittermann, M. Cendl, "Primary traction converter for multi-system locomotives" IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2010, ISBN: 978-1-4244-6390-9
- [20] Z. Peroutka, V. Blahník, J. Žák, T. Komrska, "Compensation of low-frequency disturbances for traction converter with medium-frequency transformer for multi-system suburban units", 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 ISBN 978-1-4244-7856-9
- [21] IGBT-based BOMBARDIER MITRAC AU auxiliary converter family. <http://www.bombardier.com/en/transportation/products-services/propulsion---controls/product-overview/auxiliary-converter?docID=0901260d8000e55a>
- [22] IEEE Standard for Passenger Train Auxiliary Power Systems Interfaces, IEEE Std 1476-2000 (R2008), Approved 30 March 2000 and Reaffirmed 25 September 2008 Print ISBN: 0-7381-1964-4, PDF ISBN. 0-7381-1965-2
- [23] A. Rufer, N. Shibli, C. Charbert, C. Zimmerman, "Configurable Front-End Converters for Multicurrent Locomotives operated on 16 2/3 Hz and 3kV DC Systems" IEEE Transactions on Power Electronics, Septiembre 2003, Volume: 18 , Issue: 5, Pp: 1186 – 1193, ISSN : 0885-8993
- [24] "Bombardier. Focus on Benelux", © 2008, Bombardier Inc. or its subsidiaries, Printed in Germany/10207/GRP/07-2008/en
- [25] UNE-EN 50163:2005, "Aplicaciones ferroviarias. Tensiones de alimentación de las redes de tracción".
- [26] IEEE Std. 519-1995 (Revision of IEEE Std 519-1981) "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems" ISBN 0-7381-0915-0
- [27] S. Inarida, T. Kaneko, "A novel power control method achieving high reliability of auxiliary power supply system for trains" European Conference on Power Electronics and Applications 2005, EPE '05, ISBN: 90-75815-09-3
- [28] H. Cha, R. Ding, Q. Tang, F. Z. Peng, "Design and Development of High-Power DC-DC Converter for Metro Vehicle System" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 44, N° 6, November/December 2008, pp. 1795-1804, ISSN:0093-9994
- [29] O. Deblecker, A. Moretti, F. Valleé, "Comparative Study of Soft-Switched Isolated DC-DC

- converters for Auxiliary Railway Supply”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 5, pp. 2218–2229, September 2005
- [30] D. Vinnikov, J. Laugis, T. Jalakas, “Development of Auxiliary Power Supplies for the 3.0 kV DC Rolling Stock” IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007, pp. 359 – 364.
- [31] D. Vinnikov, J. Laugis, “High voltage Auxiliary Power Supply with the simplified power circuit topology for the DC trains”, 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, 2007. EPQU 2007, ISBN: 978-84-690-9441-9
- [32] D. Vinnikov, M. Egorov, R. Strzelecki<sup>2</sup>, “Evaluative Analysis of 2- and 3-level DC/DC Converters for High-Voltage High-Power Applications” Compatibility and Power Electronics, 2009 (CPE '09), pp. 432 – 437
- [33] C. Y. Inaba, Y. Konishi, M. Nakaoka, “High Frequency transformer – Assisted Passive Soft Switching PWM DC-DC Converter with Energy Recovery for Compact Auxiliary Power Supply in Rolling Stock Transportation” 38th IAS Annual Meeting Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003. Vol: 3, pp: 1906 – 1911
- [34] R. Y. Faddoul, M. J. Baker, “Auxiliary Power Supply Systems for Rail Vehicles” IEE Colloquium on Update on New Power Electronic Techniques 1997.
- [35] L. G. Ping, Wintermeyer, “Highly Reliable Power Supply for Passenger Coaches”, International Conference on Railway Engineering - Challenges for Railway Transportation in Information Age, 2008. ICRE 2008, ISSN : 0537-9989
- [36] R. Y. Faddoul, S. R. Stone, “Auxiliary inverter for traction”, IEE Colloquium on GTO's, Rival Devices and Applications, 1988
- [37] P. G. E. Vos, “The Auxiliary Power Supply System for Double Deck Trains”, IEE Colloquium on Auxiliary Power Supplies for Rolling Stock, 1992
- [38] P.D. Evans, P. R. Close, “Harmonic Distortion in PWM inverter output waveforms”, IEEE Proceedings on Electric Power Applications, vol. 134, N°. 4, Julio 1987, ISSN: 0143-7038
- [39] D. G. Holmes, T. A. Lippo, “Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice” John Wiley and sons, inc. ISBN 0-471-20814-0.
- [40] J. Holtz, “Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion”, Proceedings of the IEEE, Vol. 82, N°. 8, August 1994, pp. 1194-1214, ISSN: 0018-9219.
- [41] F. Jenni, D. Wueest, “The optimization parameters of space vector modulation”, Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, 1993, pp. 376 – 381.
- [42] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, “Power Electronics. Converters, Applications and Design” John Wiley and sons, inc. ISBN: 0-471-22693-9
- [43] J. N. Chiasson, L. M. Tolbert, K. J. McKenzie, Zhong Du, “A complete solution to the harmonic elimination problem” 18th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003 (APEC '03), pp: 596 – 602, ISBN: 0-7803-7768-0.
- [44] A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lippo, “Carrier-based PWM VSI Overmodulation strategies: Anlalysis, Comparison, and Design”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, N° 4, pp:674-689, July 1998, ISSN:0885-8993
- [45] J. A. Houldsworth, D. A. Grant, “The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three phase PWM inverter”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-20, N° 5, September/October 1984, pp: 1224-1228, ISSN: 0093-9994.
- [46] M. A. Boost, P. D. Ziogas, “State of the art PWM techniques: a critical evaluation” IEEE

- Transactions on Industry Applications, vol. 24, n° 2, March/April 1988, pp: 271 – 280, ISSN : 0093-9994.
- [47] O. Ojo, P. Kshirsagar, “The generalized discontinuous PWM modulation scheme for three phase voltage source inverters” 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society 2003 (IECON 2003), pp: 1629 – 1636, ISBN: 0-7803-7906-3.
- [48] A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lipo, “Simple Analytical and Graphical Tools for Carrier Based PWM Methods”, 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1997. (PESC '97), pp: 1462-1471, ISSN : 0275-9306 Print ISBN: 0-7803-3840-5.
- [49] H. W. van Der Broeck, “Analysis of the harmonics in voltage fed inverter drives caused by PWM schemes with discontinuous switching operation”, Conference Records of the European Power Electronics Conference, 1991, pp.:261-266.
- [50] J. W. Kolar, H. Ertl, F. C. Zach, “Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, n° 6, November/December 1991, pp: 502 – 512, ISBN: 0-87942-553-9
- [51] Y. Wu, C. Y. Leong, R. A. McMahan, “A study of inverter loss reduction using discontinuous pulse width modulation techniques”, Power Electronics, Machines and drives 2006 (PEMD '06), pp. 596-600, ISSN : 0537-9989, Print ISBN: 0-86341-618-7
- [52] H. W. Van Der Broeck, H. Skudelny, G. Stanke, “Analysis and realization of a PWM modulator based on voltage space vectors”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, n° 1, January/February 1988, pp. 142-150, ISSN : 0093-9994.
- [53] K. Zhou, D. Wang, “Relationship between space vector modulation and three phase carrier based PWM: a comprehensive analysis”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 49, N° 1, February 2002, pp: 186 – 196, ISSN: 0278-0046.
- [54] X. Wen, X. Yin, “The unified PWM implementation Method for Three-phase inverters”, IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07, pp. 241-246, ISBN: 1-4244-0742-7
- [55] A. Kwasinski, P. T. Krein, P. L. Chapman, “Time Domain Comparison of Pulse Width Modulation Schemes”, IEEE Power Electronics Letters, VOL. 1, N°. 3, September 2003, pp. 64-68, ISSN. 1540-7985.
- [56] H. S. Patel, R.G. Hoft, “Generalized harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I Harmonic Elimination”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 9, pp. 310-317, May/June 1973.
- [57] H. S. Patel, R.G. Hoft, “Generalized harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II Voltage Control Technique”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 10, pp. 666-673, September/October 1974.
- [58] J. Chiasson, L. M. Tolbert, K. McKenzie, Z. Du, “A complete solution to the harmonic elimination problem”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, N° 2, March 2004, pp. 491 – 499, ISSN : 0885-8993.
- [59] S. R. Bowes, D. Holliday, “Optimal Regular Sampled PWM Inverter Control Techniques”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, N° 3, June 2007, pp. 1547 – 1559, ISSN: 0278-0046
- [60] S. R. Bowes, P. R. Clark, “Regular-sampled Harmonic Elimination PWM control of Inverter Drives”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, N° 5, September 1995, pp. 521-531, ISSN: 0885-8993.

- [61] J. Sun, S. Beineke, H. Grotstollen, "Optimal PWM Based on Real Time Solution of Harmonic Elimination Equations", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, N° 4, July 1996, pp. 612-621, ISSN: 0885-8993.
- [62] S. R. Bowes, S. S. Grewal, "Novel Space-Vector Based Harmonic Elimination Inverter Control", IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. 36, N° 2, March/april 2000, pp. 1616 – 1622, ISBN: 0-7803-5589-X
- [63] A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lipo, "A High performance discontinuous PWM algorithm", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, n° 5, September/October 1998, ISSN: 0093-9994.
- [64] H. Weng, K. Chen, J. Zhang, R. Datta, X. Huang, L. J. Garces, R. Wagoner, A. M. Ritter, P. Rotondo, "A Four Level Converter with Optimized Switching Patterns for High Speed Electric Drives", IEEE Power Specialist Conference PESC'07, pp. 1585-1591, ISSN: 0275-9306
- [65] R. L. Alves, C. H. I. Font, I. Barbi, "Novel Unidirectional Hybrid Three phase rectifier System employing Boost Topology", IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005 (PESC '05), pp. 487 – 493, ISBN: 0-7803-9033-4
- [66] B. Singh, S. Gairola, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, "Multipulse AC-DC Converters for improving Power Quality: A Review", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, N° 1, January 2008, pp. 260 – 281, ISSN: 0885-8993
- [67] M. Peterson, B. N. Singh, "Multipulse controlled AC-DC converters for harmonic mitigation and reactive power management", Power Electronics (IET), July 2009, Vol. 2, Issue: 4, pp. 443 – 455, ISSN: 1755-4535
- [68] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari, "A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, N° 3, June 2004, pp. 641 – 660, ISSN: 0278-0046
- [69] J. R. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, E. P. Wiechman, P. W. Hammond, F. W. Santucci, R. Alvarez, R. Musalem, S. Kouro, P. Lezama, "Large Current Rectifiers: State of the Art and Future Trends", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, N° 3, June 2005, pp. 738 – 746, ISSN: 0278-0046
- [70] J. W. Kolar, T. Friedli, "Three Phase PFC Rectifier and AC-AC converter Systems" 26th Annual Applied Power Electronics Conference 2011 (APEC'11) Seminar 15
- [71] S. Kelkar, C. P. Henze, "A high performance Three-Phase Unity Power Factor Rectifier using Interleaved Buck-derived Topology for High Power Battery Charging Applications", IEEE Power Electronics Specialist Conference 2001 (PESC '01) pp. 1013-1018, ISSN: 0275-9306, ISBN: 0-7803-7067-8
- [72] H.F. Bilgin, K.N. Kose, G. Zenginobuz, M. Ermis, E. N. I. Cadirci, H. Kose, "A Unity Power Factor Buck Type PWM Rectifier for Medium/High Power DC Motor Drive Applications" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, N° 5, September/October 2002, pp. 321-334, ISSN: 0093-9994
- [73] T. Nussbaumer, M. Baumann, J. W. Kolar, "Comprehensive Design of a Three-Phase Three-switch Buck-Type PWM Rectifier", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, N° 2, March 2007, pp. 551 – 562, ISSN: 0885-8993
- [74] N. Noroozi, M. R. Zolghadri, M. Ferdwsi, "A Soft Switching Three-Phase Three Switch Buck Rectifier", 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON

- 2010), pp. 321-326, ISSN: 1553-572X
- [75] J. W. Kolar, U. Drogenik, F. C. Zach, "VIENNA rectifier II – A Novel Single Stage High Frequency Isolated Three Phase PWM Rectifier System", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 46, N° 4, August 1999, pp. 674-691, ISSN: 0278-0046
- [76] J. Minibock, J. W. Kolar, "Novel concept for mains voltage proportional input current shaping of a VIENNA rectifier eliminating controller multipliers", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume: 52, Issue: 1, February 2005, pp. 162 – 170, ISSN: 0278-0046
- [77] T. Nussbaumer, J. W. Kolar, "Comparison of 3-Phase Wide Output Voltage Range PWM Rectifiers", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, N° 6, December 2007, pp. 3422 – 3425, ISSN: 0278-0046
- [78] V. F. Pires, J. F. Silva, "Three-Phase Single-Stage Four-Switch PFC Buck-Boost Type Rectifier", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, N° 2, April 2005, pp. 444 – 453, ISSN: 0278-0046
- [79] L. S. Yang, T. J. Liang, J. F. Chen, "Analysis and Design of a Novel Three-Phase AC-DC Buck-Boost Converter" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, N° 2, March 2008, pp. 707 – 714, ISSN: 0885-8993
- [80] M. Baumann, U. Drogenik, J. W. Kolar, "New wide input voltage range three phase unity power factor rectifier formed by integration of a three switch buck derived front-end and a DC/DC boost converter output stage", 22nd International Telecommunications Energy Conference 2000 (INTELEC '00), pp. 461 – 470, ISBN: 0-7803-6407-4.
- [81] A. R. Borges, I. Barbi, "Study of a single stage buck-boost three-phase rectifier with high power factor operating in discontinuous conduction mode (DCM)", Brazilian Power Electronics Conference 2009 (COBEP '09), pp. 870-878, ISSN: 2175-8603, ISBN: 978-1-4244-3369-8
- [82] P. J. Grbovic, P. Delarue, P. Le Moigne, "A novel Three Phase Diode Boost Rectifier Using Hybrid Half-DC-Bus voltage rated Boost Converter" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, N° 4, April 2011, pp. 1316 – 1329, ISSN: 0278-0046
- [83] A. R. Prasad, P. D. Ziogas, S. Manias, "An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers", IEEE Transactions on Power Electronics, January 1991, Vol. 6, N° 1, pp. 83-92, ISSN: 0885-8993
- [84] L. Jianlin, H. Shuju, X. Honghua, "A kind of direct-driven WECS using single-switch three-phase Boost rectifier", IEEE International Conference on Industrial Technology 2008 (ICIT '08), pp. 1-6, ISBN: 978-1-4244-1705-6
- [85] H. pouliquen, N. Buchheit, J. Lethelliez, "Control of a Single Switch Three Phase Rectifier operating in Continuous Conduction Mode" 5th International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives 1994 (PEVSD '94), pp. 301-306
- [86] Y. Nidhida, "A new simple topology for three phase buck mode PFC rectifier" 11th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition 1996 (APEC '96), pp. 531-537, ISBN: 0-7803-3044-7
- [87] J. A. Pomilio, G. Spiazzi, "High precision current source using low loss, single switch, three phase AC/DC converter" IEEE Transactions on Power Electronics, July 1996, Vol 11, N° 4, pp. 561-566, ISSN: 0885-8993
- [88] J. Minibock, J. W. Kolar, "Design and experimental investigation of a single-switch three-phase flyback-derived power factor corrector", 22nd International Telecommunications

- Energy Conference 2000 (INTELEC '00), pp. 471 – 478, ISBN: 0-7803-6407-4
- [89] F. Stogerer, J. Minibock, J. W. Kolar, “Design and experimental verification of a novel 1.2kW 480Vac/24Vdc two switch three phase DCM flyback type unity power factor rectifier”, IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference 2001 (PESC. '01), pp. 914-919, ISBN: 0-7803-7067-8
- [90] R. L. Alves, I. Barbi, “Analysis and Implementation of a Hybrid High-Power Factor Three-Phase Unidirectional Rectifier”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, N° 3, March 2009, pp. 632 – 640, ISSN: 0885-8993
- [91] C. H. I. Font, I. Barbi, “A new Power Factor Bidirectional Hybrid Three-Phase Rectifier”, 21st Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2006 (APEC '06), pp. 1300-1306, ISBN: 0-7803-9547-6.
- [92] P. C. Loh, D. G. Holmes, “Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered Voltage-Source and Current-Source Inverters” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, N° 2, March/April 2005, pp. 644 – 654, ISSN: 0093-9994
- [93] P. C. Loh, M. J. Newman, D. N. Zmood, D. G. Holmes, “A Comparative Analysis of Multiloop Voltage Regulation Strategies for single and Three-Phase UPS Systems” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, N° 5, September 2003, pp. 1176 – 1185, ISSN: 0885-8993
- [94] A. Emadi, A. Nasiri, S. B. Bekiarov, “Uninterruptible power supplies and active filters”, CRC Press 2005, chapter 1, page 45, ISBN: 0-8493-3035-1
- [95] S. Buso, P. Mattavelli, “Digital Control in Power Electronics”, Synthesis Lectures on Power Electronics #2, Morgan & Claypool Publishers 2006, chapter 5, ISBN: 1-59829-112-2
- [96] M. P. Kazmierkowski, L. Malesani, “Current Control Techniques for Three Phase Voltage Source PWM converters: a Survey” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, n° 5, October 1998, pp. 691 – 703, ISSN: 0278-0046
- [97] L. Li, T. Jin, K. M. Smeadley, “A new analog controller for three phase voltage generation inverter”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, N° 3, August 2008, pp. 2894 – 2902, ISSN: 0278-0046
- [98] G. Willman, D. F. Coutinho, L. F. Alves Pereira, F. B. Líbano, “Multiple Loop H-Infinity Control Design for Uninterruptible Power Supplies”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, N° 3, June 2007, pp. 1591 - 1602, ISSN: 0278-0046
- [99] T. Kawabata, T. Miyashita, Y. Yamamoto, “Dead Beat Control of Three Phase PWM Inverter” IEEE Transactions on Power Electronics” Vol. 5, N° 1, January 1990, pp. 21-28, ISSN: 0885-8993
- [100] O. Kukrer, “Deadbeat control of a Three Phase Inverter with an Output LC Filter”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, N° 1, January 1996, pp. 16-23, ISSN: 0885-8993
- [101] S. Buso, S. Fasolo, P. Mattavelli, “Uninterruptible Power Supply Multiloop Control Employing Digital Predictive Voltage and Current Regulators”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, November/December 2001, pp. 1846 – 1854, ISSN: 0093-9994
- [102] P. Matavelli, “An Improved Deadbeat Control for UPS using Disturbance Observers”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, N° 1, February 2005, pp. 206-212, ISSN: 0278-0046
- [103] A. Nasiri, “Digital Control of three phase series-parallel uninterruptible power supply

- systems” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, N° 4, July 2007, pp. 1116-1127, ISSN: 0278-0046
- [104] P. Cortés, G. Ortiz, J. I. Yuz, J. Rodríguez, S. Vázquez, L. G. Franquelo, “Model Predictive Control of an Inverter with Output LC Filter for UPS Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, N° 6, June 2009, pp. 1875 – 1883, ISSN: 0278-0046
- [105] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, J. Rodriguez, “Predictive Control in Power Electronics and Drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, N° 12, December 2008, pp. 4312-4324, ISSN: 0278-0046
- [106] G. Escobar, P. Mattavelli, A. M. Stankovic, A. A. Valdez, J. Leyva-Ramos, “An adaptive control for UPS to compensate unbalance and Harmonic Distortion using a combined capacitor/load current sensing”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, N° 2, April 2007, pp. 378 - 382, ISSN: 0278-0046
- [107] A. Kulka, T. Undeland, S. Vazquez, L. G. Franquelo, “Stationary Frame Voltage Harmonic Controller for Standalone Power Generation”, European Conference on Power Electronics and Applications, 2007, pp. 1 – 10, ISBN: 978-92-75815-10-8
- [108] G. E. Valderrama, A. M. Stankovic, P. Mattavelli, “Dissipativity based adaptive and robust control of UPS in Unbalanced Operation” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, N° 4, July 2003, pp.1056-1062, ISSN. 0885-8993
- [109] P. Mattavelli, G. Escobar, A. M. Stankovic, “Dissipativity based adaptive and robust control of UPS”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, N° 2, April 2001, pp. 334 - 343, ISSN: 0278-0046
- [110] G. Escobar, A. A. Valdez, J. Leyva-Ramos, P. Mattavelli, “Repetitive-Based controller for UPS inverter to compensate unbalance and harmonic distortion” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, N° 1, February 2007, pp. 504-510, ISSN: 0278-0046.
- [111] G. Escobar, A. A. Valdez, J. Leyva-Ramos, P. Mattavelli, “A Repetitive based controller for UPS using a combined capacitor/load current sensing” IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005, PESC '05, pp. 955 – 961, ISBN: 0-7803-9033-4
- [112] P. Mattavelli, “Synchronous-frame harmonic control for high performance AC power supplies”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, N° 3, May/June 2001, pp. 864-872, ISSN: 0093-9994
- [113] J. W. Jung, M. Dai, A. Keyhani, “Optimal Control of Three-Phase PWM inverter for UPS Systems”, 35th Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference 2004, Vol. 3, pp. 2054 – 2059, ISBN: 0-7803-8399-0
- [114] H. Akagi, “Modern active filters and traditional passive filters”, Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, Vol. 54, N° 3, 2006, pp. 255-269, ISSN 0239-7528
- [115] F. Z. Peng, “Harmonic Sources and filtering Approaches” IEEE Industry Applications Magazine”, July/August 2001, pp. 18-25, ISSN: 1077-2618
- [116] F. Z. Peng, “Application issues of active power filters”, IEEE Industry Applications Magazine, September/October 1998, Vol. 4, N° 5, pp. 21-30, ISSN: 1077-2618
- [117] J. C. Das, “Passive filters-Potentialities and Limitations”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, N° 1, January/February 2004, pp. 232-241, ISSN: 0093-9994
- [118] H. Akagi, “Active Harmonic Filters”, Proceedings of the IEEE, Vol. 93, N° 12, December 2005, pp. 2128-2141, ISSN: 0018-9219

- [119] Z. Salam, T. P. Cheng, A. Jusoh, "Harmonics Mitigation Using Active Power Filter: A Technological Review", *Elektrika*, Vol. 8, N° 2, 2006, pp. 17-26. ISSN 0128-4428
- [120] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hanse, "Evaluation of Harmonic Detection Methods for Active Power Filter Applications", 20th Annual Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2005, pp. 365-641, ISBN: 0-7803-8975-1
- [121] L. Limongi, R. Bogoi, G. Griva, A. Tenconi, "Digital Current-Control Schemes", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Vol 3, N° 1, March 2009, pp. 20-31, ISSN: 1932-4529
- [122] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, F. Blaabjerg, "Frequency Response Analysis of Current Controllers for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, N° 2, February 2009, pp. 337-347, ISSN: 0278-0046
- [123] R. S. Herrera, P. Salmerón, H. Kim, "Instantaneous Reactive Power Theory Applied to Active Power Filter Compensation: Different Approaches, Assessment, and Experimental Results", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, N° 1, January 2008, pp. 184-196, ISSN: 0278-0046
- [124] M. I. Milanes, E. Romero, F. Barrero, "Comparison of Control Strategies for Shunt Active Power Filters in Three-Phase Four Wire Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, N° 1, January 2007, pp. 229-236, ISSN: 0885-8993
- [125] B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, N° 5, October 1999, pp. 960-971, ISSN: 0278-0046
- [126] M. Routimo, M. Salo, H. Tuusa, "Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters" *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, N° 2, March 2007, pp. 363-643, ISSN: 0885-8993
- [127] "Calculation of major IGBT operating parameters" Infineon Application Note ANIP9931E
- [128] J. J. Fraile Mora, "Máquinas Eléctricas", Servicio de publicaciones del Colegio de Ingeniero de Caminos, Canales y Puertos, Colección Escuelas, capítulo 1, pp. 33-37, ISBN: 8448139135
- [129] P.D. Evans, P. R. Close, "Harmonic Distortion in PWM inverter output waveforms", *IEEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 134, N° 4, Julio 1987, ISSN: 0143-7038
- [130] J. J. Fraile Mora, "Máquinas Eléctricas", Servicio de publicaciones del Colegio de Ingeniero de Caminos, Canales y Puertos, Colección Escuelas, capítulo 3, pp. 229-241, ISBN: 8448139135.
- [131] UNE-EN 50163:2005, "Aplicaciones ferroviarias. Tensiones de alimentación de las redes de tracción".
- [132] UNE-EN 60077-1:2002, "Aplicaciones ferroviarias. Equipos eléctricos para el material rodante. Parte 1: Condiciones generales de servicio y reglas generales".
- [133] R. D. Middlebrook, "Input filter considerations in design and application of switching regulators", *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting 1976*, pp. 366-382.
- [134] B. Choi, D. Kim, D. Lee, S. Choi, J. Sun, "Analysis of input filter interactions in switching power converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, N° 2, March 2007, pp. 452-460, ISSN: 0885-8993.
- [135] M. Cespedes, L. Xing, J. Sun, "Constant Power Load System Stabilization by passive damping" *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, N° 7, July 2011, pp. 1832-1836,

ISSN: 0885-8993.

- [136] A. V. Peterchev, S. R. Sanders, S.R., “Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18 , Issue 1, pp. 301–308.
- [137] A. Barrado, A. Lázaro, “Problemas de electrónica de potencia”, Pearson Prentice Hall, 2007, p.: 1016, ISBN: 978-84-205-4652-0.