



UNIVERSITAT POLITÈCNICA  
DE CATALUNYA  
BARCELONATECH

# Contribución a técnicas de modelado y reducción de EMI en sistemas multiconvertidor

JUAN MON GONZÁLEZ

Director: Javier Gago Barrio

Codirectores: Josep Balcells Sendra y David González Díez

Programa de Doctorado en Ingeniería Electrónica

Departament d'Enginyeria Electrònica

Universitat Politècnica de Catalunya

Octubre 2012

*Tesis presentada para obtener el grado de Doctor para la Universitat Politècnica de Catalunya*



A MI MADRE POR HACER DE MI UNA MEJOR PERSONA.

A ANA POR APOYARME SIEMPRE.



---

## AGRADECIMIENTOS

---

Esta tesis se ha realizado en el marco de los siguientes proyectos:

- Analisis y técnicas de reducción de EMI en convertidores matriciales y sistemas multi-convertidor: Interacción con los sistemas de comunicación por línea (PLC), ref: TEC2007-61582-MIC.
- Caracterización y mejora de la compatibilidad electromagnética (CEM) entre convertidores conmutados y sistemas de comunicación PLC, ref: TEC2011-25076.
- Advanced Wide Band Gap Semiconductor Devices for Rational Use of Energy (RUE), ref: CD2009-00046, programa: CONSOLIDER-INGENIO 2010.

Por otro lado, esta tesis no habría sido posible sin la ayuda de las personas que me ha apoyado durante este tiempo. Así que doy las gracias a todas las personas que me han prestado su ayuda.

Quiero agradecer especialmente la ayuda prestada por mi director de tesis Dr. Javier Gago Barrio y mis codirectores Dr. Josep Balcells Sendra y Dr. David González Díez.

También he de destacar la ayuda prestada por mis compañeros; Nestor, Dani, Jordi, Paco y Jordi Espina.

Igualmente, agradezco profundamente la colaboración de Dr. Ignacio Gil y Dr. Raúl Fernandez en la elaboración de algunas de las publicaciones realizadas. Así como a todos los organismos que hicieron posible la realización de esta tesis.

Si me olvido de mencionar a alguna persona que también me prestará su ayuda le pido perdón y espero que no tenga en cuenta mi error.



---

## RESUMEN

---

Esta tesis se ha desarrollado dentro de una de las líneas de investigación del Grupo de Electrónica Industrial de Terrassa (*TIEG*). Concretamente, se centra en el área de la reducción de las interferencias electromagnéticas conducidas (*EMI*), generadas por los convertidores de potencia. Dentro de este campo, se estudia el caso particular de los convertidores *buck* multifase. En este tipo de sistemas es común el uso de la técnica de *interleaving* que conlleva una serie de beneficios entre los que destaca la reducción del rizado de la tensión de salida y de las interferencias generadas. No obstante, es posible combinarla con otras técnicas para mejorar los resultados obtenidos desde el punto de vista de la compatibilidad electromagnética (*EMC*).

En la actualidad existen diversos métodos para la reducción de las interferencias conducidas en convertidores de potencia que se pueden aplicar conjuntamente con la técnica de *interleaving*. Estos métodos se pueden clasificar como métodos de filtrado o supresión. Los primeros actúan evitando que las interferencias generadas se propaguen a través de las líneas de alimentación, datos, etc. Mientras que los segundos actúan directamente sobre las fuentes de ruido, reduciendo en origen las perturbaciones. Dentro de los métodos de supresión se encuentran las técnicas basadas en la modulación de la señal de control del convertidor. Estas técnicas de supresión son alternativas o complementarias a las técnicas de filtrado convencionales, basadas en elementos pasivos.

El objetivo de la tesis es determinar la combinación óptima de estas dos técnicas (*interleaving* y modulación) en relación a la atenuación de las perturbaciones conducidas, cuantificando el efecto de diferentes parámetros de modulación sobre ésta. Por otro lado, también se desea evaluar los efectos no deseados producidos por estas nuevas técnicas.

Para lograr este objetivo, se han evaluado diferentes estrategias de modulación que se pueden aplicar sobre la señal de control de los convertidores de potencia. En concreto, se han estudiado la modulación en frecuencia (*SFM*), la modulación de la posición del pulso (*PPM*) y la modulación por ancho de pulso (*PWM*).

Por último, se han desarrollado tres técnicas de modulación basadas en la modulación en frecuencia de la señal de control, *Constant Delay  $T_m$  with switching Frequency Modulation (CDFM- $T_m$ )*, *Constant Delay  $T_c$  with switching Frequency Modulation (CDFM- $T_c$ )* y *Variable Delay with switching Frequency Modulation (VDFM)*.

La validación experimental de las técnicas desarrolladas se ha llevado a cabo sobre un convertidor *buck* de 4 fases, operando en conmutación forzada.



---

## ABSTRACT

---

This Thesis has been developed in the research group *TIEG* (Terrassa Industrial Electronics Group). It is focused on the reduction of conducted electromagnetic interferences (*EMI*) generated by switched power converters. Particularly, it deals with multiphase buck converters. In such kind of systems interleaving is commonly and widely used because of advantages it reports. Among these advantages, it should be mentioned the reduction of the output voltage ripple and conducted disturbances as well. However, interleaving can be combined with other techniques in order to improve the electromagnetic compatibility (*EMC*) performance.

These methods can be classified as filtering or suppression techniques. Filtering methods prevent interferences from propagating through mains, power lines, data lines, etc. Suppression methods directly suppress the noise source. The modulation of the switching pattern of the converter is one of such techniques. These suppression techniques are complementary to the conventional filtering techniques based in passive elements.

The aim of this Thesis is to determine the optimum combination of both techniques (interleaving and modulation) in order to achieve the best attenuation of conducted disturbances. The influence of several modulation parameters on the attenuation will be investigated and the undesired side effects produced by these new techniques will be evaluated as well.

In order to fulfil this goal, several modulation strategies were considered. Particularly, the switching frequency modulation (*SFM*), pulse position modulation (*PPM*) and pulse width modulation (*PWM*) have been investigated.

Finally, three modulation techniques based on the frequency modulation of the switching pattern have been proposed. These techniques are the Constant Delay  $T_m$  with switching Frequency Modulation (*CDFM-T<sub>m</sub>*), Constant Delay  $T_c$  with switching Frequency Modulation (*CDFM-T<sub>c</sub>*) and Variable Delay with switching Frequency Modulation (*VDFM*).

The experimental validation of these 3 techniques has been conducted on a 4 phases buck converter operated in hard switching regime.

---

## ÍNDICE

---

1	INTRODUCCIÓN	1
1.1	Antecedentes y estado del arte . . . . .	6
1.1.1	Reducción de EMI aplicando técnicas de modulación . . . . .	7
1.1.2	Interleaving como técnica de reducción de EMI en convertidores conectados en paralelo . . . . .	16
1.2	Objetivos y alcance de la Tesis . . . . .	17
1.3	Descripción del contenido de la tesis . . . . .	18
2	TÉCNICAS DE SUPRESIÓN DE EMI EN CONVERTIDORES DC/DC	21
2.1	Técnicas de reducción de EMI basadas en modulaciones . . . . .	21
2.1.1	Modulación en Frecuencia ( <i>SFM, Switching Frequency Modulation</i> ) . . . . .	26
2.1.2	Modulación de la posición del pulso ( <i>PPM, Pulse Position Modulation</i> ) . . . . .	29
2.1.3	Modulación de la anchura del pulso ( <i>PWM, Pulse Width Modulation</i> ) . . . . .	31
2.1.4	Comparativa entre las modulaciones <i>SFM, PPM</i> y <i>PWM</i> . . . . .	34
2.2	Técnicas de reducción de EMI en sistemas de alimentación modular . . . . .	36
2.3	Resumen . . . . .	40
3	ANÁLISIS TEÓRICO DE DIFERENTES ESQUEMAS DE MODULACIÓN	43
3.1	Combinación de las técnicas de <i>interleaving</i> y <i>SFM</i> . . . . .	43
3.1.1	Constant Delay $T_m$ with switching Frequency Modulation ( <i>CDFM-<math>T_m</math></i> ) . . . . .	45
3.1.2	Constant Delay $T_c$ with switching Frequency Modulation ( <i>CDFM-<math>T_c</math></i> ) . . . . .	49
3.1.3	Variable Delay with switching Frequency Modulation ( <i>VDFM</i> ) . . . . .	52
3.1.4	Comparativa entre los esquemas de modulación <i>CDFM-<math>T_m</math>, CDFM-<math>T_c</math></i> y <i>VDFM</i> . . . . .	55
3.2	Consideraciones prácticas relacionadas con el esquema de modulación <i>VDFM</i> . . . . .	57
3.2.1	Influencia de los parámetros de modulación y del número de convertidores . . . . .	58
3.2.2	Validación del modelo teórico propuesto . . . . .	60
3.3	Conclusiones . . . . .	62

4	IMPLEMENTACIÓN DE TÉCNICAS HÍBRIDAS MODULACIÓN/INTERLEAVING EN SISTEMAS MODULARES	63
4.1	Planta Experimental	63
4.2	Diseño del lazo de regulación	65
4.2.1	Convertidor <i>ADC</i>	67
4.2.2	Modulador por Ancho de Pulso Digital ( <i>DPWM</i> )	68
4.2.3	Controlador <i>PID</i> digital	68
4.3	Implementación de los esquemas de modulación CDFM-Tm, CDFM-Tc y VDFM	71
4.3.1	Interfaz SPI	72
4.3.2	Controlador PID	75
4.3.3	Modulador	78
4.4	Conclusiones	90
5	RESULTADOS EXPERIMENTALES	91
5.1	Medidas de las perturbaciones conducidas	91
5.1.1	Condiciones de funcionamiento	92
5.1.2	Medidas hasta 5 MHz	94
5.1.3	Medidas banda B (150 kHz - 30 MHz)	99
5.2	Separación de los modos de propagación	103
5.3	Evaluación del esquema de modulación VDFM	108
5.3.1	Validación experimental del modelo teórico propuesto	109
5.4	Amplitud del rizado de la tensión de salida	113
5.4.1	Evaluación del incremento de la amplitud del rizado en función de $\Delta f_c$	115
5.5	Conclusiones	120
6	CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS	123
6.1	Conclusiones	123
6.2	Propuestas de trabajos Futuros	126
6.3	Publicaciones	127
	Bibliografía	131
I	APÉNDICE	143
A	PLANTA EXPERIMENTAL	145

---

## LISTA DE FIGURAS

---

Figura 1.1	Fuentes de ruido en convertidores de potencia. . . . .	2
Figura 1.2	Métodos de reducción de las interferencias electromagnéticas conducidas.	2
Figura 1.3	Esquema de un sistema multiconvertidor. (a) Conexión Multiconvertidor Modular ( <i>CMM</i> ). (b) Conexión Multiconvertidor Distribuida ( <i>CMD</i> ). . . . .	5
Figura 1.4	Estructuras básicas de sistemas multiconvertidor. . . . .	6
Figura 1.5	Diagrama de bloques de un sistema de alimentación basado en un convertidor <i>PWM</i> . . . . .	7
Figura 1.6	Sin modulación. (a) Patrón de conmutación. (b) Espectro <i>EMI</i> conducidas.	8
Figura 1.7	Modulación en frecuencia. (a) Patrón de conmutación modulado en frecuencia. (b) Espectro <i>EMI</i> conducidas con y sin modulación en frecuencia.	9
Figura 1.8	Patrón genérico de conmutación. . . . .	10
Figura 1.9	Modulación periódica en frecuencia. . . . .	13
Figura 1.10	Reducción de la amplitud de la componente fundamental en función de $m_f$ para un perfil de modulación triangular. . . . .	13
Figura 1.11	Distribución espectral de la energía correspondiente a la componente fundamental. (a) Perfil de modulación rectangular. (b) Perfil de modulación senoidal. (c) Perfil de modulación exponencial. (d) Perfil de modulación diente de sierra. (e) Perfil de modulación triangular. . . . .	15
Figura 1.12	Interleaving. . . . .	16
Figura 2.1	Patrón de conmutación correspondiente a una modulación periódica. . . . .	22
Figura 2.2	<i>EMI</i> conducidas. (a) Convertidor <i>buck</i> . (b) Formas de onda ideales en <i>CCM</i> .	24
Figura 2.3	Modulación en frecuencia. (a) Perfil de modulación rectangular. (b) Perfil de modulación senoidal. (c) Perfil de modulación diente de sierra. (d) Perfil de modulación triangular. . . . .	27

Figura 2.4	Espectro de frecuencias del patrón de conmutación ( <i>SFM</i> ). (a) Perfil de modulación rectangular. (b) Perfil de modulación senoidal. (c) Perfil de modulación diente de sierra. (d) Perfil de modulación triangular. . . . .	28
Figura 2.5	Modulación de la posición del pulso. (a) Perfil de modulación rectangular. (b) Perfil de modulación senoidal. (c) Perfil de modulación diente de sierra. (d) Perfil de modulación triangular. . . . .	30
Figura 2.6	Espectro de frecuencias del patrón de conmutación ( <i>PPM</i> ). (a) Perfil de modulación rectangular. (b) Perfil de modulación senoidal. (c) Perfil de modulación diente de sierra. (d) Perfil de modulación triangular. . . . .	31
Figura 2.7	Modulación de la anchura del pulso. (a) Perfil de modulación rectangular. (b) Perfil de modulación senoidal. (c) Perfil de modulación diente de sierra. (d) Perfil de modulación triangular. . . . .	33
Figura 2.8	Espectro de frecuencias del patrón de conmutación ( <i>PWM</i> ). (a) Perfil de modulación rectangular. (b) Perfil de modulación senoidal. (c) Perfil de modulación diente de sierra. (d) Perfil de modulación triangular. . . . .	34
Figura 2.9	Reducción de la amplitud de la componente fundamental en función de los parámetros de modulación. (a) <i>SFM</i> . (b) <i>PPM</i> . (c) <i>PWM</i> . . . . .	35
Figura 2.10	Convertidor <i>buck</i> multifase. . . . .	37
Figura 2.11	Patrón de conmutación cuando se aplica la técnica de interleaving. . . . .	38
Figura 2.12	Comparativa de las perturbaciones conducidas generadas por 4 convertidores conectados en paralelo con y sin <i>interleaving</i> . . . . .	40
Figura 3.1	Patrones de conmutación intercalados. . . . .	44
Figura 3.2	<i>CDFM-Tm</i> . Patrón de conmutación para $N$ convertidores. . . . .	45
Figura 3.3	Contenido frecuencial de la suma de los patrones de conmutación. (a) <i>SFM</i> . (b) <i>CDFM-Tm</i> . . . . .	48
Figura 3.4	<i>CDFM-Tc</i> . Patrón de conmutación para $N$ convertidores. . . . .	49
Figura 3.5	Efecto del retardo introducido en el esquema de modulación <i>CDFM-Tc</i> para $N = 4$ . . . . .	51
Figura 3.6	Contenido frecuencial de la suma de los patrones de conmutación para $N = 4$ . (a) <i>SFM</i> . (b) <i>CDFM-Tc</i> . . . . .	51
Figura 3.7	<i>VDFM</i> . Patrón de conmutación para $N = 4$ . . . . .	53

Figura 3.8	Contenido frecuencial de la suma de los patrones de conmutación para $N = 4$ . (a) <i>SFM</i> . (b) <i>VDFM</i> . . . . .	54
Figura 3.9	Comparativa entre los diferentes esquemas de modulación en el dominio frecuencial. (a) <i>SFM</i> . (b) <i>CDFM-Tm</i> . (c) <i>CDFM-Tc</i> . (d) <i>VDFM</i> . . . . .	56
Figura 3.10	Comparativa del espectro de las perturbaciones entre la técnica de <i>interleaving</i> y <i>VDFM</i> . . . . .	57
Figura 3.11	Reducción de la amplitud de la componente fundamental en función de $m_f$ y $N$ aplicando la técnica <i>VDFM</i> (Expresión completa vs Aproximación). . . . .	60
Figura 4.1	Esquema del convertidor <i>buck</i> multifase. . . . .	64
Figura 4.2	Planta experimental. . . . .	65
Figura 4.3	Diagrama del lazo de control digital. . . . .	66
Figura 4.4	Actualización del ciclo de trabajo. . . . .	69
Figura 4.5	Respuesta ante un escalón para el margen de frecuencias de muestreo a analizar. . . . .	70
Figura 4.6	Diagrama de Bode del sistema de control en lazo abierto para el margen de frecuencias de muestreo a analizar. . . . .	70
Figura 4.7	Diagrama de bloques del lazo de regulación. . . . .	72
Figura 4.8	Implementación del interfaz SPI. . . . .	73
Figura 4.9	Interfaz SPI. (a) Interfaz serie AD7276. (b) Adquisición de un dato. . . . .	74
Figura 4.10	Implementación del controlador <i>PID</i> de forma directa. . . . .	76
Figura 4.11	Implementación del controlador <i>PID</i> utilizando <i>look-up tables</i> . . . . .	76
Figura 4.12	Implementación del controlador <i>PID</i> . . . . .	77
Figura 4.13	Implementación del Modulador. . . . .	78
Figura 4.14	Implementación del módulo <i>Gen_Enable</i> . . . . .	80
Figura 4.15	Generación de la señal <i>PWM</i> modulada en frecuencia. . . . .	81
Figura 4.16	Implementación del bloque <i>SFMi</i> . . . . .	81
Figura 4.17	Señales <i>PWM</i> utilizadas en el esquema <i>VDFM</i> . . . . .	83
Figura 4.18	Estructuras <i>DPWM</i> . (a) <i>Counter-Comparator</i> . (b) <i>Delay Line</i> . (c) <i>Hybrid Delay-Line/Counter</i> . . . . .	85
Figura 4.19	Implementación del bloque <i>DPWMI</i> . . . . .	86

Figura 4.20	Cronograma de los módulos <i>DPWMI</i> . (a) <i>LSB</i> de <i>Data_CMPR</i> a 'o'. (b) <i>LSB</i> de <i>Data_CMPR</i> a '1'. . . . .	87
Figura 4.21	Resolución de los módulos <i>DPWMI</i> . (a) $f = 240\text{ kHz}$ . (b) $f = 300\text{ kHz}$ . (c) $f = 360\text{ kHz}$ . . . . .	89
Figura 5.1	Escenario de medida de las perturbaciones conducidas. (a) Diagrama de bloques. (b) Banco de medidas. . . . .	93
Figura 5.2	Esquema de la red de estabilización de impedancias utilizada. . . . .	94
Figura 5.3	<i>EMI</i> [150 kHz - 5 MHz]. V: 5 dB/ H: 500 kHz/. (a) Sin modular. (b) <i>Interleaving</i> . (c) <i>SFM</i> . (d) <i>CDFM-Tm</i> . (e) <i>CDFM-Tc</i> . (f) <i>VDFM</i> . . . . .	95
Figura 5.4	Comparativa sin modular vs <i>interleaving</i> . . . . .	96
Figura 5.5	Comparativa sin modular vs <i>SFM</i> . . . . .	97
Figura 5.6	Comparativa <i>SFM</i> vs <i>CDFM-Tm</i> . . . . .	97
Figura 5.7	Comparativa <i>SFM</i> vs <i>CDFM-Tc</i> . . . . .	98
Figura 5.8	Comparativa <i>interleaving</i> vs <i>VDFM</i> . . . . .	99
Figura 5.9	<i>EMI</i> banda B (150 kHz - 30 MHz). V: 5 dB/. (a) Sin modular. (b) <i>Interleaving</i> . (c) <i>SFM</i> . (d) <i>CDFM-Tm</i> . (e) <i>CDFM-Tc</i> . (f) <i>VDFM</i> . . . . .	100
Figura 5.10	Comparativa sin modular vs <i>interleaving</i> . . . . .	101
Figura 5.11	Comparativa sin modular vs <i>SFM</i> . . . . .	101
Figura 5.12	Comparativa <i>SFM</i> vs <i>CDFM-Tm</i> . . . . .	102
Figura 5.13	Comparativa <i>SFM</i> vs <i>CDFM-Tc</i> . . . . .	102
Figura 5.14	Comparativa <i>SFM</i> vs <i>VDFM</i> . . . . .	103
Figura 5.15	Medida de las perturbaciones conducidas usando una sonda de corriente. (a) Modo Diferencial ( <i>MD</i> ). (b) Modo Común ( <i>MC</i> ). . . . .	104
Figura 5.16	Corriente en Modo Diferencial ( <i>MD</i> ). (a) Sin modular. (b) <i>Interleaving</i> . (c) <i>SFM</i> . (d) <i>CDFM-Tm</i> . (e) <i>CDFM-Tc</i> . (f) <i>VDFM</i> . . . . .	106
Figura 5.17	Corriente en Modo Común ( <i>MC</i> ). (a) Sin modular. (b) <i>Interleaving</i> . (c) <i>SFM</i> . (d) <i>CDFM-Tm</i> . (e) <i>CDFM-Tc</i> . (f) <i>VDFM</i> . . . . .	107
Figura 5.18	<i>VDFM</i> . (a) Detector de promedio. (b) Detector de pico. . . . .	108
Figura 5.19	$\Delta dB_h$ en función de $m_f$ utilizando un detector de promedio. (a) $m_f = 2$ . (b) $m_f = 4$ . (c) $m_f = 6$ . . . . .	110



Figura 5.20	$\Delta dB_n$ en función de $m_f$ utilizando un detector de pico. (a) $m = 2$ . (b) $m_f = 4$ . (c) $m_f = 6$ . . . . .	111
Figura 5.21	Reducción de la amplitud de la componente fundamental en función de $m_f$ y $N$ aplicando la técnica VDFM (Aproximación vs Experimental) . . . .	113
Figura 5.22	Amplitud del rizado de la tensión de salida $V_{out-pp}$ . . . . .	114
Figura 5.23	Espectro de frecuencias de la señal de salida, $V_{out}$ . (a) <i>SFM</i> . (b) <i>CDFM-Tm</i> . (c) <i>CDFM-Tc</i> . (d) <i>VDFM</i> . . . . .	115
Figura 5.24	Amplitud del rizado de la tensión de salida, $V_{out-pp}$ , en función de $\Delta f_c$ para <i>CDFM-Tm</i> . (a) $\Delta f_c = 10$ kHz. (b) $\Delta f_c = 20$ kHz. (c) $\Delta f_c = 30$ kHz. (d) $\Delta f_c = 40$ kHz. (e) $\Delta f_c = 50$ kHz. (f) $\Delta f_c = 60$ kHz. . . . .	117
Figura 5.25	Amplitud del rizado de la tensión de salida, $V_{out-pp}$ , en función de $\Delta f_c$ para <i>CDFM-Tc</i> . (a) $\Delta f_c = 10$ kHz. (b) $\Delta f_c = 20$ kHz. (c) $\Delta f_c = 30$ kHz. (d) $\Delta f_c = 40$ kHz. (e) $\Delta f_c = 50$ kHz. (f) $\Delta f_c = 60$ kHz. . . . .	118
Figura 5.26	Amplitud del rizado de la tensión de salida, $V_{out-pp}$ , en función de $\Delta f_c$ para <i>VDFM</i> . (a) $\Delta f_c = 10$ kHz. (b) $\Delta f_c = 20$ kHz. (c) $\Delta f_c = 30$ kHz. (d) $\Delta f_c = 40$ kHz. (e) $\Delta f_c = 50$ kHz. (f) $\Delta f_c = 60$ kHz. . . . .	119
Figura 5.27	Comparativa de la amplitud del rizado de la tensión de salida en función de $\Delta f_c$ . . . . .	120
Figura 6.1	Combinación del filtro <i>EMI</i> activo y <i>VDFM</i> . . . . .	127
Figura A.1	Convertidor <i>buck</i> multifase. (a) Cara superior. (b) Cara inferior. . . . .	145
Figura A.2	Convertidor <i>buck</i> multifase. Etapa de potencia. . . . .	146
Figura A.3	Convertidor <i>buck</i> multifase. Etapa de drivers. . . . .	147
Figura A.4	Diseño de la <i>PCB</i> . (a) Cara superior. (b) Cara inferior. . . . .	148
Figura A.5	Ensamblaje de componentes en la <i>PCB</i> . (a) Cara superior. (b) Cara inferior. . . . .	149

---

## LISTA DE TABLAS

---

Tabla 1.1	Características de diferentes esquemas de modulación aleatorios. . . . .	10
Tabla 2.1	Características de los diferentes esquemas de modulación. . . . .	23
Tabla 2.2	Parámetros de modulación. . . . .	26
Tabla 3.1	Características de los diferentes esquemas de modulación propuestos. . .	45
Tabla 3.2	Parámetros de los esquemas de modulación propuestos. . . . .	55
Tabla 3.3	Reducción de la amplitud de la componente fundamental en función de $m_f$ y $N$ aplicando la técnica <i>VDFM</i> (Expresión completa vs Aproximación). . . . .	61
Tabla 4.1	Características de la planta experimental. . . . .	64
Tabla 4.2	Coefficientes del controlador <i>PID</i> . . . . .	70
Tabla 4.3	Margen de ganancia, margen de fase y tiempo de establecimiento en función de $f_{sample}$ . . . . .	71
Tabla 4.4	Descripción de las principales señales del interfaz <i>SPI</i> . . . . .	73
Tabla 4.5	Descripción de las principales señales del módulo <i>PID</i> . . . . .	77
Tabla 4.6	Descripción de las principales señales del bloque Modulador. . . . .	79
Tabla 4.7	Descripción de las principales señales del bloque Gen_Enable. . . . .	80
Tabla 4.8	Descripción de las principales señales del bloque <i>SFMi</i> . . . . .	82
Tabla 4.9	Descripción de las principales señales del bloque <i>DPWMi</i> . . . . .	86
Tabla 5.1	Parámetros de modulación . . . . .	92
Tabla 5.2	Reducción de la amplitud en función del orden del armónico, $h$ , y $m_f$ (Aproximación vs Experimental). . . . .	112

---

## ACRÓNIMOS

---

ADC: Convertidor Analógico Digital

CCM: Modo de Conducción Continuo

CDFM-Tc: Constant Delay Tc with switching Frequency Modulation

CDFM-Tm: Constant Delay Tm with switching Frequency Modulation

CMD: Conexión Multiconvertidor Distribuida

CMM: Conexión Multiconvertidor Modular

DCM: Digital Clock Manager

DPWM: Digital Pulse Width Modulation

EMC: Compatibilidad Electromagnética

EMI: Interferencias Electromagnéticas

FMFD: Frequency Modulation with Fixed Duty cycle

FMVD: Frequency Modulation with Variable Duty cycle

FPGA: Field Programmable Gate Array

LSB: Bit Menos Significativo

MC: Modo Común

MD: Modo Diferencial

MSB: Bit Más Significativo

PCB: Placa de Circuito Impreso

PID: Proporcional Integral Derivativo

PPM: Pulse Position Modulation

PWM: Pulse Width Modulation

RBW: Resolution Bandwidth

RPPM: Random Pulse Position Modulation

RPWM: Random Pulse Width Modulation

SFM: Switching Frequency Modulation

SPI: Interfaz de Periféricos Serie

VDFM: Variable Delay with switching Frequency Modulation

ZCS: Zero Current Switching

ZVS: Zero Voltage Switching

---

## LISTADO DE SIMBOLOS

---

$A$ : Amplitud del patrón de conmutación.

$A_c$ : Amplitud de la portadora senoidal

$b_h$ : Ancho de banda efectivo del armónico  $h$ .

$C_n$  : Coeficientes de Fourier.

$C_p$ : Capacidad parásita.

$C_{out}$ : Condensador de salida del convertidor *buck* multifase.

$D$ : Ciclo de trabajo.

$D_c$ : Valor nominal del ciclo de trabajo del patrón de conmutación,  $q(t)$ .

$D_k$ : Ciclo de trabajo correspondiente al  $k^{\text{ésimo}}$  ciclo de conmutación.

$E(w)$ : Representa la influencia del retardo introducido entre los patrones de conmutación.

$E_{CDFM-Tc}(w)$ : Representa la influencia del retardo introducido para la modulación *CDFM-Tc*.

$E_{CDFM-Tm}(w)$ : Representa la influencia del retardo introducido para la modulación *CDFM-Tm*.

$f_c$ : Valor nominal de la frecuencia de conmutación.

$f_{clk}$ : Frecuencia de la señal de reloj del sistema (*CLK*).

$f_m$ : Frecuencia del perfil de modulación.

$f_{sample}$ : Frecuencia de muestreo.

$G_c(z)$ : Función de transferencia del controlador *PID*.

$G_{vd}(z)$ : Función de transferencia en pequeña señal del convertidor DC/DC.

$H_k$ : Instante de tiempo en el que comienza el  $k^{\text{ésimo}}$  ciclo de conmutación.

$H_{k,i}$ : Instante de tiempo en el que comienza el  $k^{\text{ésimo}}$  ciclo de conmutación, correspondiente a la fase  $i$  del convertidor *buck* multifase.

$i_{cm}(t)$ : Forma de onda correspondiente a la corriente en MC (Modo Común).

$i_{dm}(t)$ : Forma de onda correspondiente a la corriente en MD (Modo Diferencial).

$i_L(t)$ : Forma de onda correspondiente a la corriente del inductor.

$I_{cm}$ : Valor de la corriente en MC (Modo Común).

$I_{dm}$ : Valor de la corriente en MD (Modo Diferencial).

$I_L$ : Valor medio de  $i_L(t)$ .

$k_{adc}$ : Ganancia del convertidor analógico digital (ADC).

$k_{pwm}$ : Ganancia del modulador por ancho de pulso digital (DPWM).

$k_0$ : Coeficiente del controlador PID.

$k_1$ : Coeficiente del controlador PID.

$k_2$ : Coeficiente del controlador PID.

$L$  : Número de pulsos que conforman cada patrón de conmutación.

$L_{eq}$ : Inductancia equivalente del convertidor *buck* multifase.

$m_f$ : Índice de modulación.

$n_{adc}$ : Número de bits del convertidor analógico digital (ADC).

$n_{pwm}$ : Número de bits del modulador por ancho de pulso digital (DPWM).

$N$ : Número de fases del convertidor *buck* multifase.

$q(t)$ : Patrón de conmutación.

$q_i(t)$ : Patrón de conmutación de la fase  $i$  del convertidor *buck* multifase.

$Q(w)$ : Espectro de frecuencias del patrón de conmutación.

$s(t)$ : Patrón de ruido equivalente, correspondiente a la suma de los patrones de conmutación.

$S(w)$ : Espectro de frecuencias del patrón de ruido equivalente.

$s_{CDFM-Tc}(t)$ : Patrón de ruido equivalente para la modulación CDFM- $T_c$ .

$S_{CDFM-T_c}(w)$ : Espectro de frecuencias del patrón de ruido equivalente para la modulación  $CDFM-T_c$ .

$s_{CDFM-T_m}(t)$ : Patrón de ruido equivalente para la modulación  $CDFM-T_m$ .

$S_{CDFM-T_m}(w)$ : Espectro de frecuencias del patrón de ruido equivalente para la modulación  $CDFM-T_m$ .

$s_{VDFM}(t)$ : Patrón de ruido equivalente para la modulación  $VDFM$ .

$S_{VDFM}(w)$ : Espectro de frecuencias del patrón de ruido equivalente para la modulación  $VDFM$ .

$R_L$ : Impedancia de carga del convertidor *buck* multifase.

$t_{ADC}$ : Tiempo de conversión del convertidor analógico digital (*ADC*).

$t_{calc}$ : Tiempo de procesamiento del controlador *PID*.

$T_c$ : Valor nominal del periodo de conmutación.

$t_{clk}$ : Periodo de la señal de reloj, *SCLK*, del Interfaz de Periféricos Serie (*SPI*).

$T_k$ : Periodo del  $k^{ésimo}$  ciclo de conmutación.

$T_{k,i}$ : Periodo del  $k^{ésimo}$  ciclo de conmutación, correspondiente a la fase  $i$  del convertidor *buck* multifase.

$T_m$ : Periodo del perfil de modulación.

$T_{sample}$ : Periodo de muestreo.

$T_{sclk}$ : Periodo de la señal de reloj *SCLK*.

$V_{in}$ : Tensión de entrada del convertidor *buck* multifase.

$V_{in\_máx}$ : Tensión de entrada máxima del convertidor *buck* multifase.

$V_m(t)$ : Perfil de modulación.

$V_{max\_adc}$ : Margen de tensión del convertidor analógico digital (*ADC*).

$V_{out}$ : Tensión de salida del convertidor *buck* multifase.

$V_{out\_pp}$ : Amplitud del rizado de la tensión de salida del convertidor *buck* multifase.

$w_c$ : Valor nominal de la frecuencia de conmutación expresada en radianes por segundo.

$w_m$ : Frecuencia del perfil de modulación expresada en radianes por segundo.

$\alpha_i$ : Retardo entre cada uno de los patrones de conmutación.

$\Delta dB$ : Es la diferencia en  $dB$  entre la amplitud máxima de la envolvente del espectro modulado y la amplitud de la componente fundamental cuando no se modulan los patrones de conmutación.

$\Delta dB_h$ : Es la diferencia en  $dB$  entre la amplitud máxima de la envolvente del espectro modulado y la amplitud del armónico  $h$  cuando no se modulan los patrones de conmutación.

$\Delta D$ : Resolución del modulador por ancho de pulso digital ( $DPWM$ ).

$\Delta f_c$ : Desviación máxima de la frecuencia de conmutación.

$\Delta \varepsilon_c$ : Desviación máxima del retardo en el inicio de cada pulso.

$\Delta D_c$ : Desviación máxima del ciclo de trabajo.

$\Delta \tau_c$ : Desviación máxima del tiempo que está a ON la señal durante el  $k^{\text{ésimo}}$  ciclo de conmutación.

$\Delta \varepsilon_k$ : Incremento del retardo en el inicio de cada pulso que conforma el patrón de conmutación,  $q(t)$ .

$\Delta T_k$ : Incremento del periodo de conmutación.

$\Delta t_{min}$ : Incremento mínimo de la anchura del pulso de la señal  $PWM$ .

$\Delta \tau_k$ : Incremento del tiempo en el que la señal permanece en ON.

$\Delta V_{out}$ : Margen de tensión de salida.

$\Delta V_{in}$ : Margen de tensión de entrada.

$\Delta V_q$ : Resolución del convertidor analógico digital ( $ADC$ ).

$\delta$ : Porcentaje de modulación.

$\varepsilon_k$ : Retardo en el inicio del pulso dentro del  $k^{\text{ésimo}}$  ciclo de conmutación.

$\varepsilon_{k,i}$ : Retardo en el inicio del pulso dentro del  $k^{\text{ésimo}}$  ciclo de conmutación, correspondiente a la fase  $i$  del convertidor *buck* multifase.

$\varepsilon_c$ : Valor nominal del retardo en el inicio de cada pulso.

$\lambda$ : Longitud de onda.

$\tau_f$ : Tiempo de bajada.



$\tau_k$ : Tiempo que está a ON la señal durante el  $k^{\text{ésimo}}$  ciclo de conmutación.

$\tau_{k,i}$ : Tiempo que está a ON la señal durante el  $k^{\text{ésimo}}$  ciclo de conmutación, correspondiente a la fase  $i$  del convertidor *buck* multifase.

$\tau_r$ : Tiempo de subida.



---

## INTRODUCCIÓN

---

SE estima que más del 90% de la energía eléctrica consumida en los sectores industrial y doméstico sufrirá algún tipo de transformación mediante convertidores electrónicos de potencia [1]. Asimismo, en los automóviles, aviones, buques y vehículos espaciales, una parte importante de la energía eléctrica, sino toda, se procesa a través de convertidores estáticos. Estos convertidores se basan tradicionalmente en la conmutación de corrientes y tensiones en tiempos de nanosegundos ( $\sim 10$  ns a 100 ns). Esto origina la aparición de señales con grandes  $di/dt$  y  $dv/dt$  inherentes a la conmutación forzada, tal y como se ilustra en la Figura 1.1 [2–6]. Por consiguiente, generan interferencias electromagnéticas (*EMI, Electromagnetic Interference*) que se propagan al entorno por alguno de los siguientes mecanismos:

- Conducción a través de los cables de alimentación, de señal, de datos, chasis de los equipos, etc.
- Acoplamiento capacitivo por campo eléctrico próximo y/o acoplamiento inductivo por campo magnético próximo ( $d < \lambda/2\pi$ ).
- Acoplamiento por campo electromagnético lejano o interferencias radiadas ( $d > \lambda/2\pi$ ).

Estas interferencias pueden afectar tanto al funcionamiento del propio convertidor como al de equipos eléctricos o electrónicos del mismo entorno de trabajo. Por consiguiente, la reducción de estas perturbaciones se ha convertido en una parte importante a estudiar tanto en el diseño como en la aplicación de los convertidores de potencia.

Con el objetivo de establecer unos criterios que garanticen que los equipos puedan funcionar de acuerdo con su propósito, existen una serie de directivas de compatibilidad electromagnética

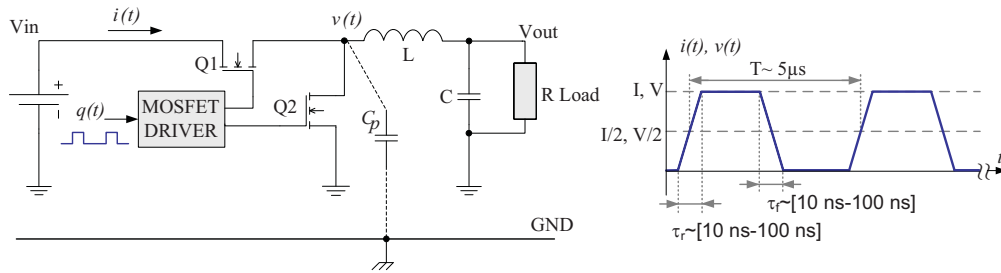


Figura 1.1: Fuentes de ruido en convertidores de potencia.

(EMC, *Electromagnetic Compatibility*). Estas directivas regulan el nivel de las perturbaciones que pueden generar, así como su inmunidad frente a las interferencias generadas por otros equipos.

La Figura 1.2 muestra el esquema correspondiente a un escenario típico de EMC, así como los diferentes métodos propuestos para la reducción de las EMI.

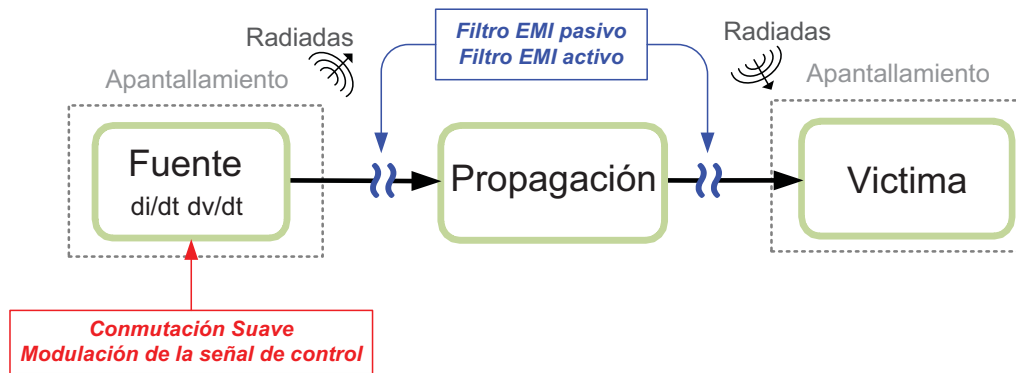


Figura 1.2: Métodos de reducción de EMI.

Esta tesis se centra en la reducción de las perturbaciones conducidas. Los diferentes métodos propuestos para la reducción de las EMI conducidas se pueden clasificar en función del punto donde actúan como métodos de filtrado o supresión. Los métodos de filtrado actúan sobre el medio de propagación evitando la propagación de la perturbación. Respecto a los métodos de supresión, estos actúan sobre la fuente de ruido, reduciendo en origen la generación de la perturbación. A continuación se describen los principales métodos de reducción [7]:

**Filtrado:**

- Filtros EMI pasivos: Consisten en la utilización de Filtros Paso Bajo, usualmente constituidos por elementos capacitivos e inductivos, en la entrada y/o salida de los convertidores de potencia [8]. Aunque es una buena solución para controlar las interferencias conduci-

das [9–11], en general es necesario añadir voluminosos elementos pasivos (inductancias y condensadores) que incrementan el tamaño, el peso y coste del equipo. Por este motivo, varios trabajos desarrollados recientemente proponen métodos para la reducción de estos filtros [12].

- Filtros *EMI* activos: Consisten en la inyección de corriente en contrafase con la corriente de perturbación para su neutralización, basándose en el principio de retroalimentación [8]. Aunque son menos comunes que los pasivos debido a su complejidad, ofrecen un buen comportamiento para la reducción de *EMI* conducidas [13–15].

### Supresión:

- Conmutación Suave (*soft-switching*): En un principio, su principal objetivo era el de reducir las pérdidas de conmutación para mejorar la eficiencia de los convertidores de potencia [16], pero se ha demostrado que también reducen las *EMI* que generan [17, 18]. Se basa en la inserción de tanques resonantes, estableciendo unas condiciones de conmutación por paso por cero de tensión (*ZVS*, *Zero Voltage Switching*) o corriente (*ZCS*, *Zero Current Switching*). En consecuencia, se produce una reducción de los cambios bruscos tanto de tensión como de corriente ( $dv/dt$  y  $di/dt$ ). En este tipo de convertidores el parámetro de control es la frecuencia de conmutación, en lugar del ciclo de trabajo.
- Modulación de la señal de control: Consiste en la modulación en frecuencia de la señal de control, con la finalidad de dispersar la energía de los armónicos de las perturbaciones que generan [8]. Aunque en algunas ocasiones no es por sí sólo un método suficiente para el cumplimiento de las directivas de *EMC*, es posible combinarlo con la utilización de filtros *EMI* pasivos, obteniendo una reducción del tamaño de estos filtros [19]. Otra alternativa para lograr dispersar la energía de las perturbaciones, consiste en hacer trabajar al convertidor en modo caótico [20]. Aunque el comportamiento caótico conlleva una serie de problemas asociados, como el incremento del rizado de la corriente de salida y el de la energía de las componentes de baja frecuencia, puede llegar a convertirse en un método simple y eficiente para la reducción de las perturbaciones ocasionadas por los convertidores de potencia [21–23].

En la actualidad, el método de reducción de las *EMI* basado en la modulación en frecuencia de la señal de control de los convertidores de potencia es una técnica bien establecida y una alterna-

tiva a considerar en términos de atenuación, coste y sencillez de implementación [20]. Es posible encontrar dispositivos comerciales para la regulación de fuentes conmutadas que ya incorporan dicha técnica [24]. Aunque esta técnica se ha aplicado principalmente sobre fuentes de alimentación conmutadas [25–28], también ha sido evaluada en aplicaciones de balastos electrónicos [29], control de motores eléctricos [30] y en cocinas de inducción [31, 32]. Sin embargo, todavía no se ha abordado en profundidad la aplicación de técnicas de modulación en sistemas de alimentación multiconvertidor, formados por varios convertidores de potencia. Este es el punto en el que se centra esta tesis. También cabe destacar que se considerarán otras modulaciones (posición del pulso, ancho del pulso) además de la modulación en frecuencia.

Dentro de los sistemas multiconvertidor podemos distinguir dos topologías atendiendo a la distancia entre los convertidores [33]:

- **Conexión Multiconvertidor Modular (CMM):** En este caso los convertidores de potencia están conectados en un mismo punto del bus de alimentación.
- **Conexión Multiconvertidor Distribuida (CMD):** En este caso los convertidores están conectados en diferentes puntos del bus de alimentación, ofreciendo la posibilidad de disponer de convertidores ubicados cerca de las cargas a alimentar.

En la Figura 1.3a y Figura 1.3b se muestra el esquema correspondiente a la topología de conexión modular y conexión distribuida respectivamente.

Los sistemas de alimentación multiconvertidor en comparación con los sistemas centralizados tradicionales, en los que el procesado de la energía se realiza a través de un único convertidor de potencia, ofrecen una serie de ventajas a tener en cuenta. Permiten introducir redundancia en el sistema de alimentación, mejorar tanto la respuesta dinámica como la regulación y una distribución más eficiente de las corrientes [33, 34].

En función de las necesidades a cubrir, es posible emplear diferentes arquitecturas de sistemas multiconvertidor. Estas arquitecturas se basan en cinco estructuras básicas [33, 35], tal y como se muestra en la Figura 1.4.

- **Conexión en paralelo:** En este caso cada uno de los convertidores comparten el mismo bus de alimentación y la misma carga. Por lo general es la estructura más empleada cuando se busca un alto nivel de potencia y/o redundancia en el sistema de alimentación. Dicha estructura está fuertemente asociada a sistemas con conexión modular (Figura 1.4a).

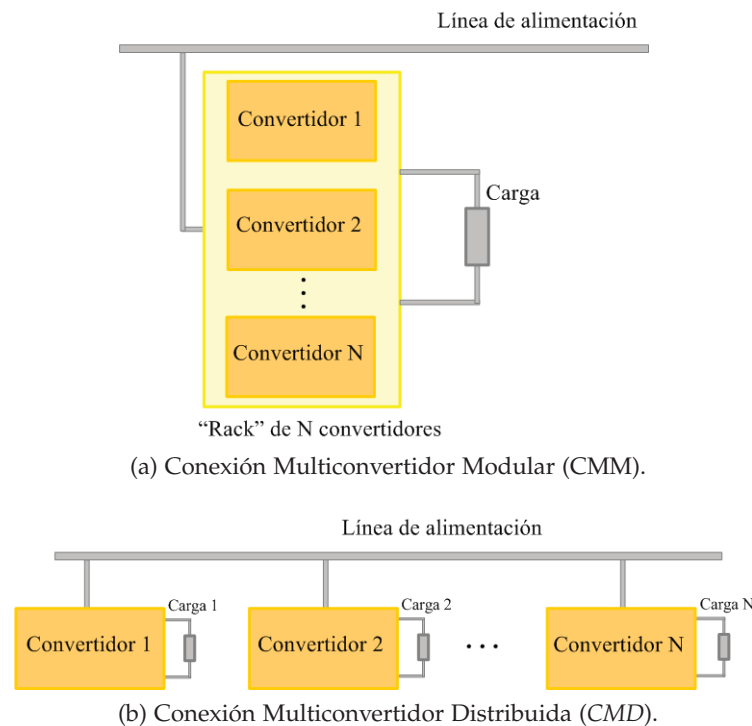


Figura 1.3: Esquema de un sistema multiconvertidor. (a) Conexión Multiconvertidor Modular (CMM). (b) Conexión Multiconvertidor Distribuida (CMD).

- **Conexión en cascada:** Este tipo de estructura permite introducir un bus intermedio de alimentación, logrando una distribución más eficiente de las corrientes. Una típica aplicación la podemos encontrar en convertidores con factor de corrección de potencia (Figura 1.4b).
- **Separación de fuentes:** Permiten la alimentación de una carga en común a partir de diferentes buses de alimentación, caso muy extendido en aplicaciones que requieren de un cierto nivel de redundancia mediante la utilización de baterías, separación de fases o múltiples buses de alimentación. (Figura 1.4c).
- **Separación de cargas:** A partir de un bus de alimentación común es posible alimentar diferentes cargas empleando diversos convertidores de potencia. Esta estructura es comúnmente empleada en aplicaciones donde las cargas se encuentran distribuidas, como es el caso de computadores, automóviles, aviones, buques, vehículos espaciales etc. Además, permite mejorar la regulación de los convertidores, ya que estos se encuentran cerca de las cargas a las que alimentan y añadir redundancia solamente en la parte crítica del sistema de alimentación mediante baterías (Figura 1.4d).

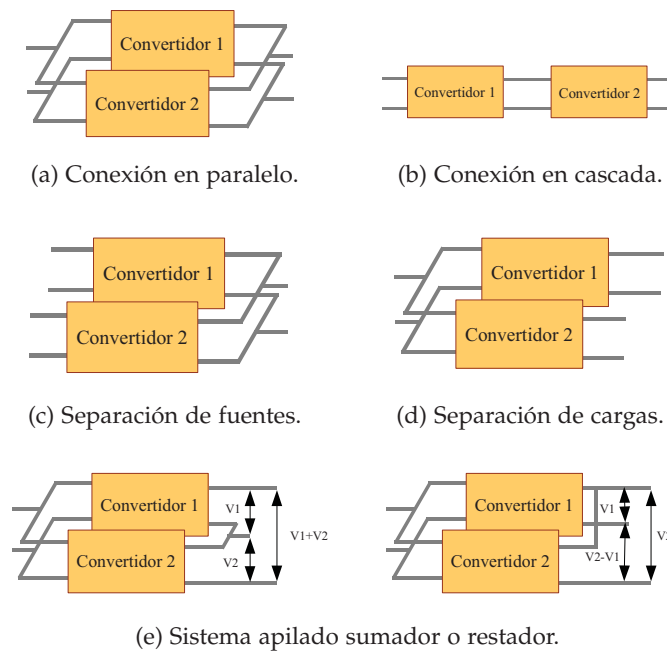


Figura 1.4: Estructuras básicas de sistemas multiconvertidor.

- Sistema apilado sumador o sistema apilado restador: Esta estructura permite combinar las diferentes salidas de cada uno de los convertidores para obtener una tensión diferente a la tensión nominal de cada uno. Lo que permite la obtención de una tensión de alimentación no estándar a partir de convertidores que proporcionan una tensión estándar (Figura 1.4e).

Esta tesis se centra en el análisis de diferentes estrategias de modulación para la reducción de *EMI* conducidas en sistemas de alimentación multiconvertidor con conexión en paralelo (Figura 1.4a).

### 1.1 ANTECEDENTES Y ESTADO DEL ARTE

En sistemas de alimentación con conexión en paralelo, es muy común el uso de la técnica de *interleaving* para la reducción del rizado de las corrientes, tanto de entrada como de salida [36, 37]. Asimismo, existen estudios que demuestran que la técnica de *interleaving* también es un método efectivo para la reducción de *EMI* conducidas [38, 39]. Como se ha señalado con anterioridad, existe un vacío en la literatura acerca de la aplicación combinada de las técnicas de *interleaving* y modulación de la señal de control del convertidor. Por este motivo, todos los



antecedentes referidos a la aplicación de técnicas de modulación se basan en sistemas formados por un único convertidor de potencia. No obstante, es posible combinar ambas técnicas para obtener una mayor reducción de las perturbaciones.

### 1.1.1.1 Reducción de EMI aplicando técnicas de modulación

Los convertidores de potencia con conmutación forzada, están diseñados para trabajar con un periodo de conmutación constante,  $T_c$ , y un ciclo de trabajo,  $D$ , variable, según indicaciones del lazo de control y de la señal de consigna,  $Ref$ . En la Figura 1.5 se muestra el diagrama de bloques correspondiente a un sistema de alimentación constituido por un convertidor de potencia  $PWM$  (*Pulse Width Modulation*).

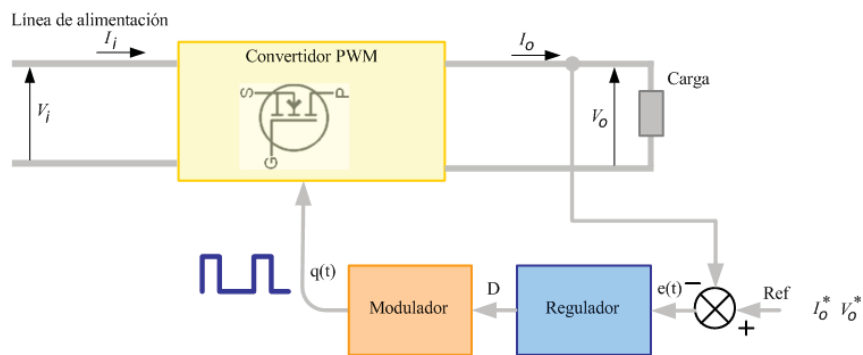
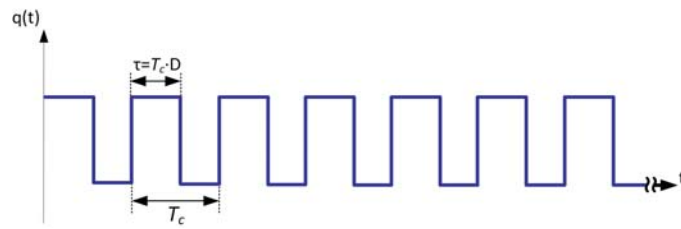
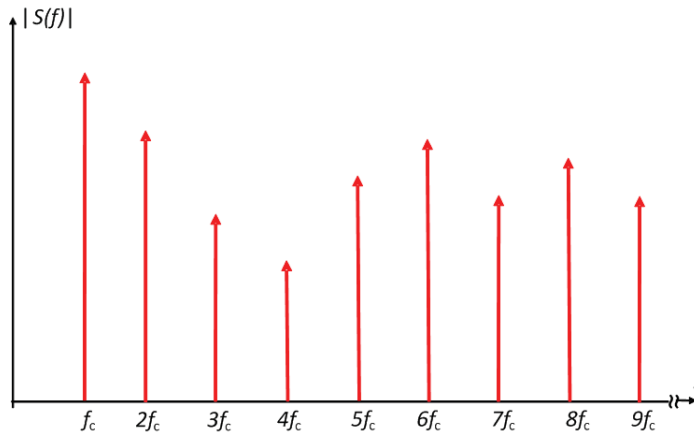


Figura 1.5: Diagrama de bloques de un sistema de alimentación basado en un convertidor  $PWM$ .

En términos generales, se desea obtener una determinada tensión o corriente a la salida del convertidor ( $V_o$ ,  $I_o$ ) igual a los valores de consigna ( $V_o^*$ ,  $I_o^*$ ). Para ello, los valores correspondientes a la tensión o corriente de salida del convertidor son comparados con los valores de consigna, obteniendo una señal de error,  $e(t)$ , que es procesada por el regulador. El bloque regulador es el encargado de establecer el ciclo de trabajo,  $D$ , de la señal que controla al convertidor de potencia,  $q(t)$ , generada por el modulador. La señal  $q(t)$  es una señal cuadrada de ciclo de trabajo variable y frecuencia constante, tal y como ilustra la Figura 1.6a. En consecuencia, las señales de corriente y tensión de la entrada del convertidor ( $V_i$ ,  $I_i$ ) presentan también una forma de onda similar. Asimismo, cabe señalar que el bloque modulador es el responsable de la generación de  $EMI$ .

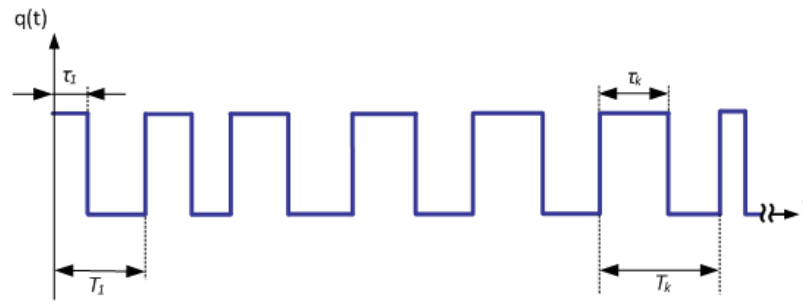


(a) Patrón de conmutación.

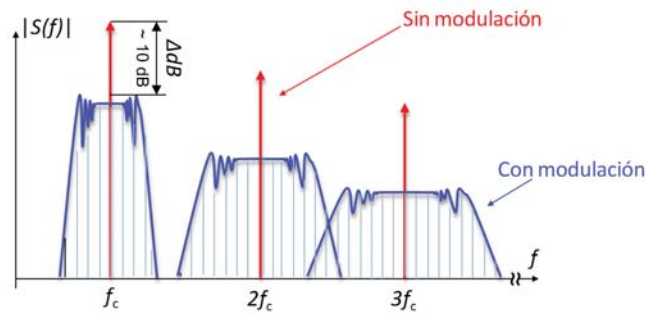
(b) Espectro *EMI* conducidas.Figura 1.6: Sin modulación. (a) Patrón de conmutación. (b) Espectro *EMI* conducidas.

La Figura 1.6b muestra el espectro correspondiente a las perturbaciones conducidas originadas por un convertidor *PWM*. No obstante, es posible reducir la amplitud de cada uno de los armónicos, modulando en frecuencia la señal  $q(t)$ . Para ello, se varía el periodo de conmutación alrededor de un valor central en cada ciclo, tal y como se muestra en la Figura 1.7a. En la Figura 1.7b se comparan los espectros de las perturbaciones conducidas con conmutación forzada y cuando se modula en frecuencia la señal de control,  $q(t)$ . Al modular la señal  $q(t)$  se consigue que la energía inicial de cada uno de los armónicos que causan las interferencias se distribuya en bandas laterales, lo que origina una reducción de la amplitud de los armónicos interferentes. Con esta técnica es posible obtener una reducción de la amplitud de los armónicos interferentes del orden de 10 dB [25–27, 40, 41].

En la década de los noventa aparecen las primeras publicaciones que hacen referencia a la utilización de técnicas de modulación sobre el patrón de conmutación,  $q(t)$ , de los convertidores de potencia [42, 43]. En dichas publicaciones quedan reflejadas dos propuestas existentes para mo-



(a) Patrón de conmutación modulado en frecuencia.



(b) Espectro EMI conducidas con y sin modulación en frecuencia.

Figura 1.7: Modulación en frecuencia. (a) Patrón de conmutación modulado en frecuencia. (b) Espectro EMI conducidas con y sin modulación en frecuencia.

dular en frecuencia la señal de control del convertidor; modulación periódica [42] y modulación aleatoria [43].

En el tipo de modulación periódica, la señal moduladora o perfil de modulación,  $V_m(t)$ , sigue un patrón repetitivo. Esto origina la aparición de armónicos discretos equiespaciados una distancia igual a la frecuencia del perfil de modulación,  $f_m$ , en su espectro. En la modulación aleatoria, el periodo de conmutación de la señal  $q(t)$  se varía aleatoriamente sin seguir ningún tipo de patrón que permita prever que valor tendrá en un determinado instante de tiempo, aunque con una función de densidad de probabilidad conocida.

En [42] se analiza el efecto de modular en frecuencia la señal de control,  $q(t)$ , de un convertidor *forward* empleando un perfil de modulación senoidal,  $V_m(t)$ , haciendo hincapié en el efecto de los parámetros de modulación sobre la reducción de las interferencias electromagnéticas. En [43], se estudia la reducción de las interferencias electromagnéticas ocasionadas por un convertidor *buck* empleando perfiles de modulación aleatorios y estableciendo diferentes modulaciones. Estas modulaciones son analizadas en detalle en trabajos posteriores [25, 30, 44–46].

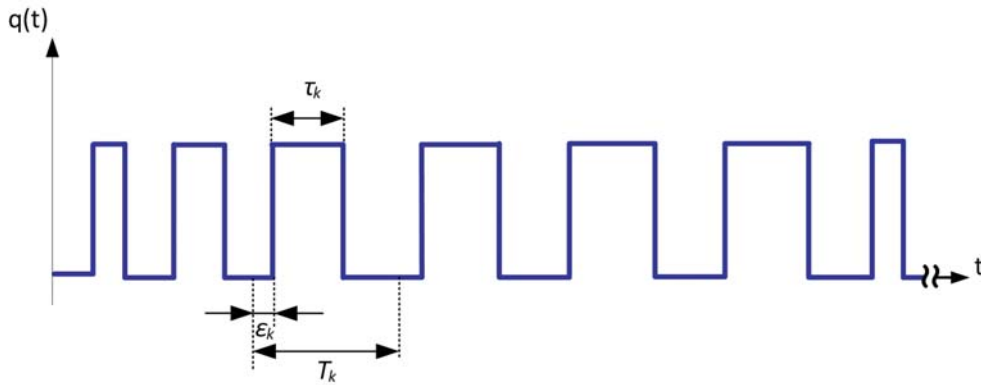


Figura 1.8: Patrón genérico de conmutación.

Es posible aplicar otras modulaciones a partir del patrón de conmutación genérico de la Figura 1.8 en función del parámetro de modulación que se modifique:

- $\varepsilon_k$  corresponde con el retardo en el inicio del pulso dentro del  $k^{\text{ésimo}}$  ciclo de conmutación.
- $T_k$  es la duración del  $k^{\text{ésimo}}$  ciclo de conmutación.
- $\tau_k$  es el tiempo que permanece a ON la señal  $q(t)$  durante el  $k^{\text{ésimo}}$  ciclo de conmutación.

En la Tabla 1.1 se muestra la variación establecida de cada uno de los tres parámetros que describen la señal  $q(t)$  para las modulaciones planteadas en [43].

Modulaciones	$\varepsilon_k$	$T_k$	$\tau_k$
<i>RPPM</i>	aleatorio	constante	constante
<i>RPWM</i>	cero	constante	aleatorio
<i>FMFD</i>	cero	aleatorio	aleatorio
<i>FMVD</i>	cero	aleatorio	constante

Tabla 1.1: Características de diferentes esquemas de modulación aleatorios.

- *Random Pulse Position Modulation (RPPM)*: En esta modulación se varía la posición del pulso,  $\varepsilon_k$ , en de cada periodo de conmutación, manteniendo constante el periodo de conmutación,  $T_k$ , y  $\tau_k$ .
- *Random Pulse Width Modulation (RPWM)*: Esta modulación consiste en variar el ciclo de trabajo alrededor del valor fijado por el lazo de regulación, a partir del parámetro  $\tau_k$ , manteniendo constante el periodo de conmutación,  $T_k$ .

- *Frequency Modulation with Fixed Duty cycle (FMFD)*: En esta modulación, el periodo de conmutación,  $T_k$  se varía ciclo a ciclo entre un valor máximo ( $T_{max}$ ) y un valor mínimo ( $T_{min}$ ), manteniendo el ciclo de trabajo constante. Para ello se modifica el tiempo en el que está a ON la señal  $q(t)$ ,  $\tau_k$ , en función del valor actual de  $T_k$ .
- *Frequency Modulation with Variable Duty cycle (FMVD)*: Este tipo de modulación es similar a la anterior (*FMFD*) con la única diferencia que el parámetro  $\tau_k$  se mantiene constante, así que el ciclo de trabajo varía en función del periodo de conmutación,  $T_k$ .

Según los resultados publicados en [30, 44, 45], se pone de manifiesto que al variar el periodo de conmutación,  $T_k$ , se logra dispersar mejor la energía de los armónicos de las perturbaciones. Por consiguiente, las modulaciones que ofrecen mejores beneficios desde el punto de vista de EMC son *FMVD* y *FMFD*. También cabe destacar que las modulaciones *PPM* y *FMFD* son las únicas que mantienen constante el ciclo de trabajo. Esto provoca una menor amplitud de los armónicos de baja frecuencia, por debajo de la frecuencia central de conmutación, en comparación con el resto de propuestas. La aparición de estos armónicos origina una variación de la tensión de salida en convertidores DC/DC [27, 47]. Por lo tanto, se hace necesario mantener constante el ciclo de trabajo en este tipo de sistemas.

Respecto a la utilización de un perfil de modulación periódico o aleatorio, en 2002 se publica un estudio comparativo entre ambas posibilidades, incluyendo el efecto del rizado de la tensión de salida sobre un convertidor *buck* [48]. A partir de este estudio, es posible establecer que la modulación aleatoria es la más efectiva para dispersar la energía de los armónicos de las interferencias electromagnéticas, sobre todo el contenido armónico a altas frecuencias, por encima de la frecuencia central de conmutación. No obstante, presenta el inconveniente de añadir más componentes frecuenciales a baja frecuencia, por debajo de la frecuencia central de conmutación, en comparación con la modulación periódica. Por consiguiente, se recomienda la utilización de la modulación periódica en el caso de convertidores DC/DC que además permite un mejor control sobre los resultados buscados.

#### 1.1.1.1 Modulación aleatoria

En la modulación aleatoria es habitual el uso de una función de distribución de probabilidad uniforme para variar el periodo de conmutación entre un valor máximo ( $T_{max}$ ) y mínimo ( $T_{min}$ ).

No obstante, es posible emplear otras funciones de distribución como normal, laplace o parabólica. En [49] se demuestra que desde el punto de vista de EMC la elección de una u otra función de distribución no es un factor crítico.

En el caso de trabajar con una función de distribución de probabilidad uniforme, la reducción de las perturbaciones conducidas es directamente proporcional al nivel de aleatoriedad,  $\mathfrak{R}$ . Este parámetro define la relación entre la máxima desviación del periodo de conmutación,  $\Delta T_c$ , y su valor central,  $T_c$ , de acuerdo con (1.1).

$$\mathfrak{R} = \frac{\Delta T_c}{T_c} = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_c} \quad (1.1)$$

A partir de (1.1) se puede observar que la atenuación de las perturbaciones aumenta al disminuir  $T_c$  y/o aumentar  $\Delta T_c$ . No obstante, el valor mínimo de  $T_c$  vendrá establecido por la máxima frecuencia de funcionamiento del convertidor, y el valor máximo de  $\Delta T_c$  vendrá establecido por los requerimientos de regulación de la tensión de salida. Al aumentar  $\Delta T_c$  aumenta la amplitud de los armónicos de baja frecuencia, por debajo de la frecuencia central de conmutación [48]. Por consiguiente, esto provoca una variación de la tensión de salida en convertidores DC/DC.

Normalmente en convertidores DC/DC se trabaja con un nivel de aleatoriedad,  $\mathfrak{R}$ , entre el 10 % y el 20 %, con lo que se obtiene una atenuación de las perturbaciones aproximadamente de 10 dB dentro de la banda B (150 kHz a 30 MHz) [25, 41].

#### 1.1.1.2 Modulación periódica

En la modulación periódica, la reducción de las perturbaciones conducidas está directamente relacionada con los parámetros de modulación  $f_m$  y  $\Delta f_c$ , los cuales definen la frecuencia del perfil de modulación y la máxima desviación de la frecuencia central de conmutación respectivamente, tal y como se muestra en la Figura 1.9.

En [26, 27, 40] se establece que la reducción de la amplitud de los armónicos tiene una dependencia logarítmica respecto el índice de modulación,  $m_f$ , que es la relación entre  $f_m$  y  $\Delta f_c$ , tal y como se indica en (1.2). Al aumentar  $m_f$  disminuye la amplitud de las perturbaciones.

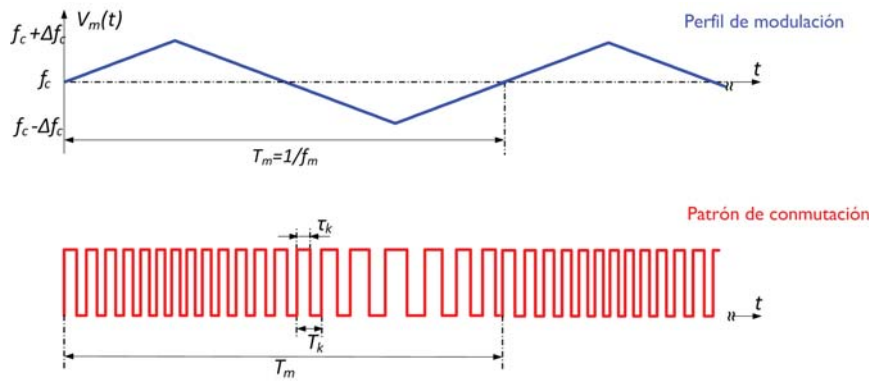


Figura 1.9: Modulación periódica en frecuencia.

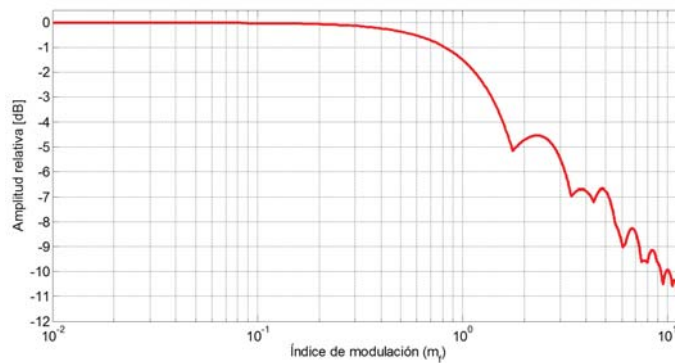


Figura 1.10: Reducción de la amplitud de la componente fundamental en función de  $m_f$  para un perfil de modulación triangular.

$$m_f = \frac{\Delta f_c}{f_m} \tag{1.2}$$

La Figura 1.10 muestra la dependencia logarítmica de la atenuación del armónico principal de las perturbaciones respecto el índice de modulación,  $m_f$ , para un perfil de modulación triangular [27, 40]. Para  $m_f = 10$  se obtiene una atenuación aproximadamente de 10 dB.

Con el objetivo de establecer una determinada atenuación, hay que tener presente que los valores de  $f_m$  y  $\Delta f_c$  deben de cumplir una serie de requisitos:

- La frecuencia del perfil de modulación,  $f_m$ , ha de ser mayor que el ancho de banda de resolución (*RBW, Resolution Bandwidth*) del receptor *EMI*, fijado por la directiva de *EMC* que se esté empleando [31, 50, 51]. De lo contrario, el nivel de la amplitud de los armónicos de las perturbaciones será mayor al esperado. Asimismo, en [52] se establece que la relación entre  $f_m$  y *RBW* influye más cuando se utiliza el detector de cuasi-pico en las medidas

de las perturbaciones conducidas. También es importante que  $f_m$  sea significativamente inferior a la frecuencia de corte de la ganancia del lazo de control [42]. Esto es debido al impacto que provoca la variación de la frecuencia de conmutación sobre la tensión de salida en convertidores DC/DC [27, 47].

- Un valor elevado de  $\Delta f_c$  origina un efecto de solapamiento espectral entre las bandas laterales cercanas al armónico fundamental, lo que conlleva a una reducción menor de las perturbaciones [26, 40]. Por otro lado, en sistemas en los que se disponga de un filtro Paso Bajo en la salida, como en el caso de un convertidor *buck*, el valor de  $\Delta f_c$  ha de garantizar que la banda lateral correspondiente al armónico fundamental, no ha de estar dentro de la banda de paso del filtro. De esta forma se evita perturbar la tensión de salida del sistema [48, 50].

Respecto a la forma final de la envolvente del espectro de las perturbaciones, el perfil de modulación,  $V_m(t)$ , es el parámetro más relevante. Existen estudios en los que se analiza el impacto de emplear diferentes perfiles de modulación genéricos (rectangular, senoidal, exponencial, triangular o diente de sierra) [29, 32, 50].

La Figura 1.11, muestra la forma de la envolvente del espectro correspondiente al armónico principal de las perturbaciones conducidas, para diferentes perfiles de modulación,  $V_m(t)$ .

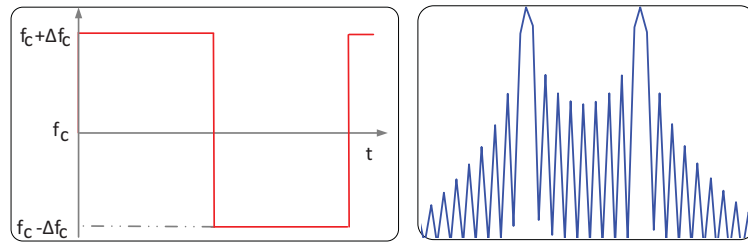
El perfil de modulación rectangular o senoidal produce una concentración de energía en los armónicos de las bandas laterales alejadas de la frecuencia central,  $f_c$ , siendo mayor esta concentración de la energía para el caso de la función rectangular. (Figura 1.11a y Figura 1.11b).

El perfil de modulación exponencial concentra la energía de las bandas laterales cerca de la frecuencia central,  $f_c$ , Decreciendo rápidamente a medida que nos alejamos de dicha frecuencia (Figura 1.11c).

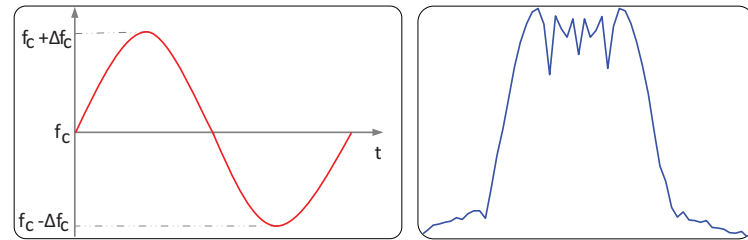
Por último, los perfiles de modulación triangular, o diente de sierra generan una envolvente plana, lo que produce que las máximas amplitudes de las bandas laterales sean aproximadamente la misma (Figura 1.11d y Figura 1.11e).

Desde el punto de vista de EMC, el perfil de modulación que presenta mayores beneficios, es el triangular o diente de sierra [29, 40]. Con ambos perfiles se obtiene una mayor reducción de las amplitudes máximas de los armónicos de las perturbaciones que con los perfiles senoidal, rectangular o exponencial.

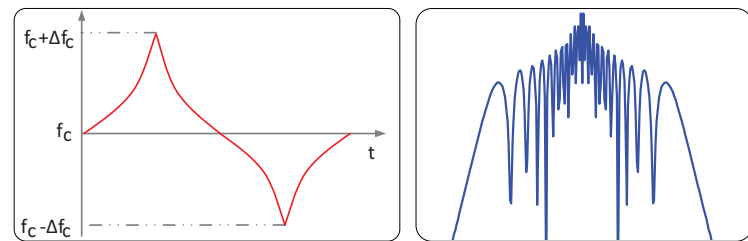




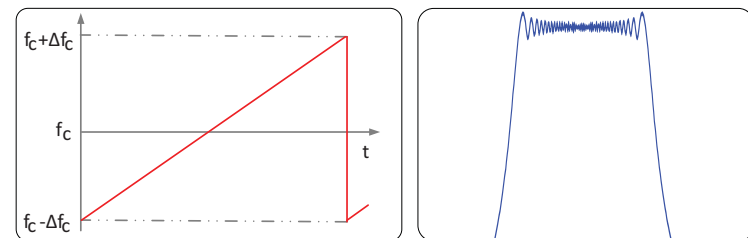
(a) Rectangular.



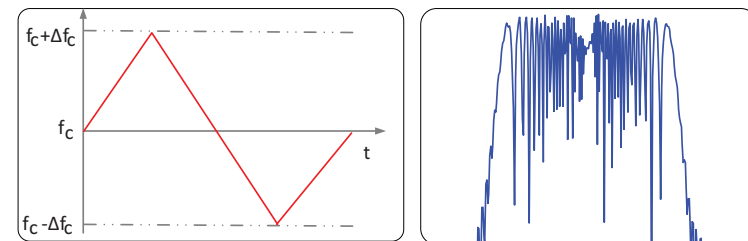
(b) Senoidal.



(c) Exponencial.



(d) Diente de sierra.



(e) Triangular.

Figura 1.11: Distribución espectral de la energía correspondiente a la componente fundamental. (a) Perfil de modulación rectangular. (b) Perfil de modulación senoidal. (c) Perfil de modulación exponencial. (d) Perfil de modulación diente de sierra. (e) Perfil de modulación triangular.

### 1.1.2 Interleaving como técnica de reducción de EMI en convertidores conectados en paralelo

Uno de los principales objetivos de la técnica *interleaving* es la de repartir la potencia total a procesar entre el número total de convertidores,  $N$ , forzando que todos ellos trabajen síncronamente con un retardo constante entre un convertidor y el siguiente [36]. Es decir, todos los convertidores trabajan con el mismo periodo de conmutación,  $T_c$ , y se introduce un retardo,  $\alpha_i$ , entre cada uno de los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ , tal y como muestra la Figura 1.12, donde el subíndice  $i$  denota cada uno de los  $N$  patrones de conmutación ( $i = 1, 2, \dots, N$ ).

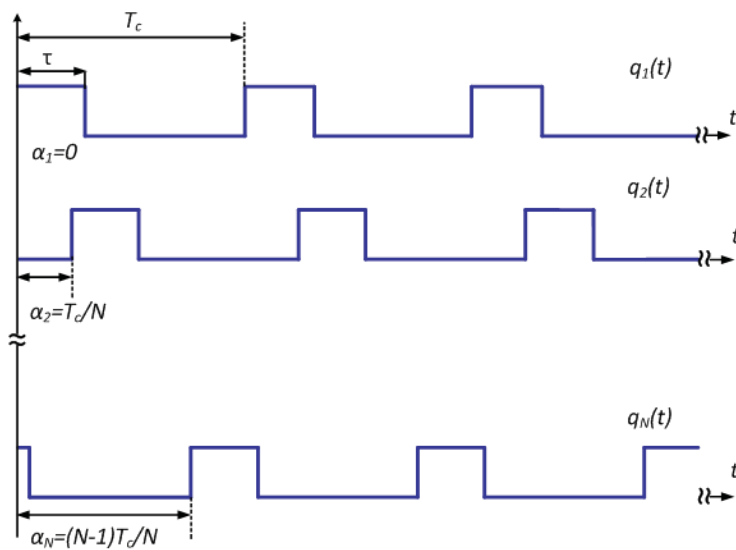


Figura 1.12: Interleaving.

En [37, 53] se puede encontrar un estudio analítico que demuestra como el retardo introducido,  $\alpha_i$ , entre los diferentes patrones de conmutación,  $q_i(t)$ , modifica la fase de cada uno de los armónicos interferentes generados por los  $N$  convertidores. Esto origina una cancelación de los armónicos cuya frecuencia no es múltiplo de  $Nf_c$ , donde  $f_c$  corresponde con la frecuencia de conmutación. Aunque si se aplican otros retardos entre cada uno de los patrones de conmutación, es posible la cancelación de otros armónicos [54, 55].

Las tolerancias de los componentes que conforman los convertidores, la precisión del controlador, etc., pueden provocar que en la práctica no se logre obtener una cancelación total. Por este motivo en [39] se analizan los efectos derivados de tres tipos de perturbaciones que nos alejan del caso ideal:

- Diferencias entre las amplitudes de las corrientes de cada uno de los convertidores.
- Errores en el desfase de las corrientes entre un convertidor y el siguiente.
- Diferencias en el ciclo de trabajo de las diferentes señales  $q_i(t)$ .

A partir de los resultados obtenidos en [39], se establece que el efecto debido a las diferencias en el ciclo de trabajo es el más nocivo, pero se puede corregir aplicando un control digital. También es importante remarcar, que los tres efectos antes mencionados se producen de manera simultánea y con una distribución aleatoria entre cada uno de los convertidores. Así que el resultado final es difícil de predecir, pero aunque no nos encontremos en el caso ideal, la técnica *interleaving* sigue proporcionando un método adecuado para la cancelación de determinados armónicos de las perturbaciones conducidas en sistemas multiconvertidor con conexión en paralelo [38, 39, 56].

## 1.2 OBJETIVOS Y ALCANCE DE LA TESIS

Esta tesis se centra en el estudio y desarrollo de técnicas de reducción de *EMI* conducidas en sistemas de alimentación multiconvertidor con conexión modular (*CMM*). Concretamente, sobre un convertidor *buck* multifase, sin incrementar su peso ni su coste. Para ello, se han abordado las técnicas de reducción de *EMI* basadas en la modulación de los patrones de conmutación, utilizadas en sistemas de alimentación formados por un único convertidor, y la técnica de *interleaving*, usualmente utilizada en convertidores *buck* multifase.

Los principales objetivos a cumplir son:

- Evaluar la combinación óptima entre las técnicas de modulación y la técnica de *interleaving*, a fin de alcanzar una atenuación mayor de las *EMI* conducidas dentro de la banda B (150 kHz-30 MHz). Con el propósito de combinar de manera más eficiente estas técnicas, se optará por la utilización de un perfil de modulación periódico. Esta elección se ha realizado teniendo en cuenta que con un perfil periódico, es posible controlar con más facilidad los parámetros de modulación.
- Identificar los efectos secundarios no deseados de las técnicas de modulación propuestas sobre los convertidores DC/DC. La aplicación de técnicas reducción de *EMI* basadas en la

modulación en frecuencia de los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ , producen efectos secundarios no deseados sobre los convertidores DC/DC. El efecto de degradación más evidente es el relacionado con la amplitud del rizado de la tensión de salida. Por este motivo, se hace necesario evaluar esta degradación a fin de lograr un buen equilibrio entre la reducción de *EMI* y el rendimiento del convertidor.

### 1.3 DESCRIPCIÓN DEL CONTENIDO DE LA TESIS

A continuación se comenta la aportación de cada uno de los siguientes capítulos de la tesis:

- En el capítulo 2 se analizan en primer lugar diferentes métodos de modulación para la reducción de *EMI*, en sistemas de alimentación formados por un único convertidor. Se hace hincapié en la utilización de los diferentes tipos de modulación, *SFM* (*Switching Frequency Modulation*), *PPM* (*Pulse Position Modulation*) y *PWM* (*Pulse Width Modulation*), propuestos por [43], pero sustituyendo la modulación aleatoria por una modulación periódica. Los resultados obtenidos ponen de manifiesto que la técnica *SFM* es la que aporta una mayor reducción de la amplitud de los armónicos de las perturbaciones, mejorando los beneficios cuando se emplea un perfil de modulación triangular. En segundo lugar, se aborda el estudio de la técnica de *interleaving* para la reducción de las interferencias electromagnéticas, originadas por un sistema formado por  $N$  convertidores conectados en paralelo. Para finalizar, se establece que modulación es mejor para combinarla con la técnica de *interleaving*.
- El capítulo 3 aborda uno de los puntos fundamentales de esta tesis. Inicialmente, a partir de los resultados obtenidos en el capítulo 2, se establecen tres esquemas de modulación que combinan la técnica de *interleaving* y la de modulación de los patrones de conmutación, *CDFM-Tm* (*Constant Delay Tm with switching Frequency Modulation*), *CDFM-Tc* (*Constant Delay Tc with switching Frequency Modulation*) y *VDFM* (*Variable Delay with switching Frequency Modulation*). Seguidamente, se analiza el efecto de las técnicas propuestas en la reducción de las interferencias electromagnéticas, comparando los resultados obtenidos con el que se obtiene cuando se aplica exclusivamente una modulación en frecuencia (*SFM*). A partir de los resultados teóricos obtenidos, se pone de manifiesto que la técnica *VDFM* es la que

ofrece un mejor comportamiento desde el punto de vista de *EMC*. El capítulo finaliza con un análisis sobre la influencia de los parámetros de modulación de la técnica *VDFM* sobre las perturbaciones conducidas. También se establece un modelo matemático que permite estimar la atenuación de los armónicos interferentes en función de los parámetros de modulación, para un perfil de modulación triangular.

- En el capítulo 4 se describe la planta experimental con la que se validarán los resultados obtenidos en el capítulo 3, así como la implementación práctica de los esquemas de modulación propuestos (*CDFM-T<sub>m</sub>*, *CDFM-T<sub>c</sub>* y *VDFM*). En primer lugar, se establecen los requerimientos de funcionamiento del sistema formado por cuatro convertidores *buck* conectados en paralelo (tensión de salida,  $V_{out}$ , margen de frecuencia de conmutación, potencia, etc.). A continuación, se fijan los requisitos de diseño del lazo de regulación digital que permitirán establecer el número mínimo de bits de cada uno de los bloques que lo conforman. Para finalizar, se describe la implementación de cada uno de los bloques que componen el lazo de regulación sobre una *FPGA* (*Field Programmable Gate Array*), incluyendo el bloque modulador que permitirá la aplicación de los esquemas de modulación propuestos.
- El capítulo 5 se destina a la presentación de los resultados experimentales obtenidos, trabajando sobre la planta descrita en el capítulo 4. En primer lugar, se evalúan las modulaciones planteadas en el capítulo 3. Para ello, se ha comparado el espectro original de las perturbaciones generadas por el sistema cuando no se emplea ninguna técnica de reducción, con el espectro generado cuando se aplican las técnicas de *interleaving*, *SFM*, *CDFM-T<sub>m</sub>*, *CDFM-T<sub>c</sub>* y *VDFM*. Al igual que ocurre en el análisis teórico del capítulo 3, se comprueba que la técnica *VDFM* es la que ofrece mejores resultados, combinando los beneficios de la técnica de *interleaving* con los de la técnica *SFM*. Seguidamente, se verifica el modelo planteado en el capítulo 3 para la predicción de la reducción de la amplitud de los armónicos interferentes. A continuación, también se evalúa la influencia de cada una de las modulaciones sobre el incremento del rizado de la tensión de salida. Finalmente, se establecen una serie de criterios a tener en cuenta para fijar los valores de los parámetros de modulación, con el objetivo de obtener un buen comportamiento del sistema desde el punto de vista de *EMC* sin afectar sus prestaciones funcionales.

- El capítulo 6 recoge las principales conclusiones extraídas a partir de los estudios teóricos realizados en los capítulos 2 y 3, y verificados en el capítulo 5. También se hace hincapié en los requisitos a cumplir para de implementar las modulaciones *CDFM-T<sub>m</sub>*, *CDFM-T<sub>c</sub>* y *VDFM* sobre una *FPGA*. Finalmente, se esbozan las líneas de investigación a seguir en trabajos futuros.

---

## TÉCNICAS DE SUPRESIÓN DE EMI EN CONVERTIDORES DC/DC

---

EN este capítulo se analizan matemáticamente diferentes tipos de modulaciones que se emplearán en futuras técnicas, con el objetivo de reducir las perturbaciones conducidas generadas por sistemas de alimentación multiconvertidor con conexión en paralelo. En primer lugar, se realiza un análisis de los diferentes métodos de modulación propuestos en [43] (modulación en frecuencia, modulación de la posición del pulso y modulación por ancho de pulso), pero utilizando un perfil de modulación periódico. A continuación, se estudia la técnica de *interleaving* para la reducción de las interferencias generadas por sistemas de alimentación multiconvertidor con conexión en paralelo. Finalmente, se exponen las bases para combinar las técnicas de modulación e *interleaving*, con el objetivo de obtener los beneficios de ambas técnicas. Por un lado, la cancelación de determinados armónicos de las interferencias conducidas y por otro lado, la reducción de la amplitud de los armónicos que no han sido cancelados.

### 2.1 TÉCNICAS DE REDUCCIÓN DE EMI BASADAS EN MODULACIONES

En este apartado se analiza el efecto de modular el patrón de conmutación,  $q(t)$ , sobre las perturbaciones conducidas que origina un convertidor de potencia *PWM*. Según la propuesta de [43] y trabajos posteriores [25, 30, 44, 45], es posible aplicar tres tipos de modulaciones diferentes sobre la señal de control, con el objetivo de reducir las perturbaciones conducidas.

En la Figura 2.1 se observa un patrón de conmutación genérico cuando se emplea un perfil de modulación,  $V_m(t)$ , periódico de periodo  $T_m$ , así como los diferentes parámetros que se pueden modificar:

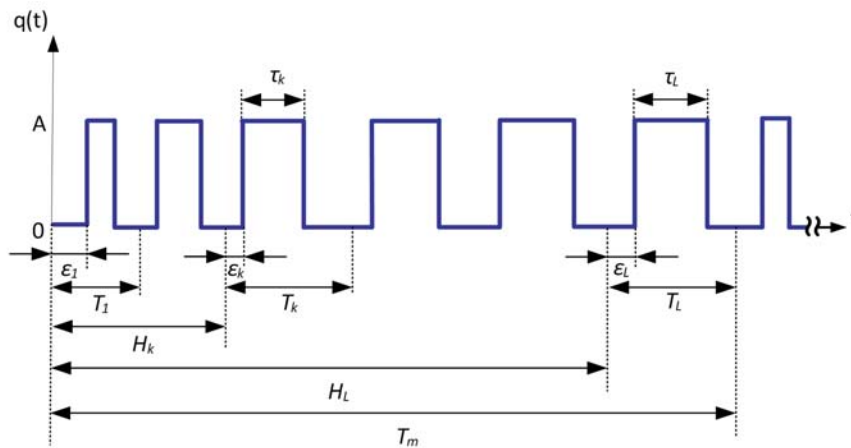


Figura 2.1: Patrón de conmutación correspondiente a una modulación periódica.

- $\epsilon_k$ : Es el retardo en el inicio del pulso dentro del  $k^{\text{ésimo}}$  ciclo de conmutación.
- $T_k$ : Es la duración del  $k^{\text{ésimo}}$  ciclo de conmutación.
- $\tau_k$ : Es el tiempo que está a ON la señal durante el  $k^{\text{ésimo}}$  ciclo de conmutación.
- $H_k$ : Es el instante de tiempo en el que comienza el  $k^{\text{ésimo}}$  ciclo de conmutación (2.16).

$$H_k = \begin{cases} 0 & k = 1 \\ \sum_{j=1}^{k-1} T_j & k > 1 \end{cases} \quad (2.1)$$

Según el parámetro que se varíe se obtienen tres tipos de modulaciones diferentes:

- Modulación en frecuencia (*SFM, Switching Frequency Modulation*): En esta modulación, el periodo de conmutación,  $T_k$  se varía ciclo a ciclo, manteniendo constante el ciclo de trabajo,  $D_c$ , establecido por el lazo de regulación.
- Modulación de la posición del pulso (*PPM, Pulse Position Modulation*): Esta modulación consiste en variar la posición de cada uno de los pulsos que conforman la señal  $q(t)$ , variando el parámetro  $\epsilon_k$  en de cada periodo de conmutación, manteniendo constante  $T_k$  y  $\tau_k$ .
- Modulación por ancho de pulso (*PWM, Pulse Width Modulation*): En esta modulación se varía el ciclo de trabajo alrededor del valor fijado por el lazo de regulación,  $D_c$ , a partir del parámetro  $\tau_k$ , manteniendo constante  $T_k$  y  $\epsilon_k$ .



En la Tabla 2.1 se refleja la variación establecida de cada uno de los tres parámetros de modulación ( $\varepsilon_k, T_k$  y  $\tau_k$ ), en función del tipo de modulación que se esté empleando, donde:

- $\varepsilon_c$ : Corresponde con el valor nominal del retardo en el inicio de cada pulso.
- $T_c$ : Es el valor nominal del periodo de conmutación.
- $D_c$ : Corresponde con el valor nominal del ciclo de trabajo del patrón de conmutación,  $q(t)$ .
- $\Delta\varepsilon_k$ : Representa el incremento del retardo en el inicio de cada pulso.
- $\Delta T_k$ : Es el incremento del periodo de conmutación.
- $\Delta\tau_k$ : Representa el incremento del tiempo en el que la señal permanece en ON.

Modulaciones	$\varepsilon_k$	$T_k$	$\tau_k$
<i>SFM</i>	$0 \forall k$	$T_c + \Delta T_k$	$D_c \cdot T_k$
<i>PPM</i>	$\varepsilon_c + \Delta\varepsilon_k$	$T_c \forall k$	$D_c \cdot T_c \forall k$
<i>PWM</i>	$0 \forall k$	$T_c \forall k$	$D_c \cdot T_c + \Delta\tau_k$

Tabla 2.1: Características de los diferentes esquemas de modulación.

De forma genérica, el patrón de conmutación de la Figura 2.1 puede ser expresado en el dominio temporal como (2.2)

$$q(t) = A \cdot \sum_{k=1}^L [u(t - (H_k + \varepsilon_k)) - u(t - (H_k + \varepsilon_k + \tau_k))] \tag{2.2}$$

donde  $L$  es el número de pulsos que conforman dicho patrón (2.3).

$$L = \frac{T_m}{T_c} \tag{2.3}$$

Las perturbaciones conducidas se deben a las corrientes que circulan por los cables de alimentación y por el cable de tierra. Para analizar estas perturbaciones, se distingue entre dos tipos de corrientes, corriente en Modo Diferencial (*MD*) y Modo Común (*MC*). En sistemas de alimentación conmutados, formados por convertidores DC/DC, la corriente en *MD*,  $i_{dm}(t)$ , es debida a la corriente de entrada, mientras que la corriente en *MC*,  $i_{cm}(t)$ , es debida a las elevadas  $dv/dt$  que se acoplan a tierra a través de capacidades parásitas,  $C_p$ , tal y como ilustra la Figura 2.2a [3–5]. En la Figura 2.2b se muestran las formas de onda típicas para un convertidor *buck* trabajando en modo de conducción continuo (*CCM*, *Continuous Conduction Mode*).

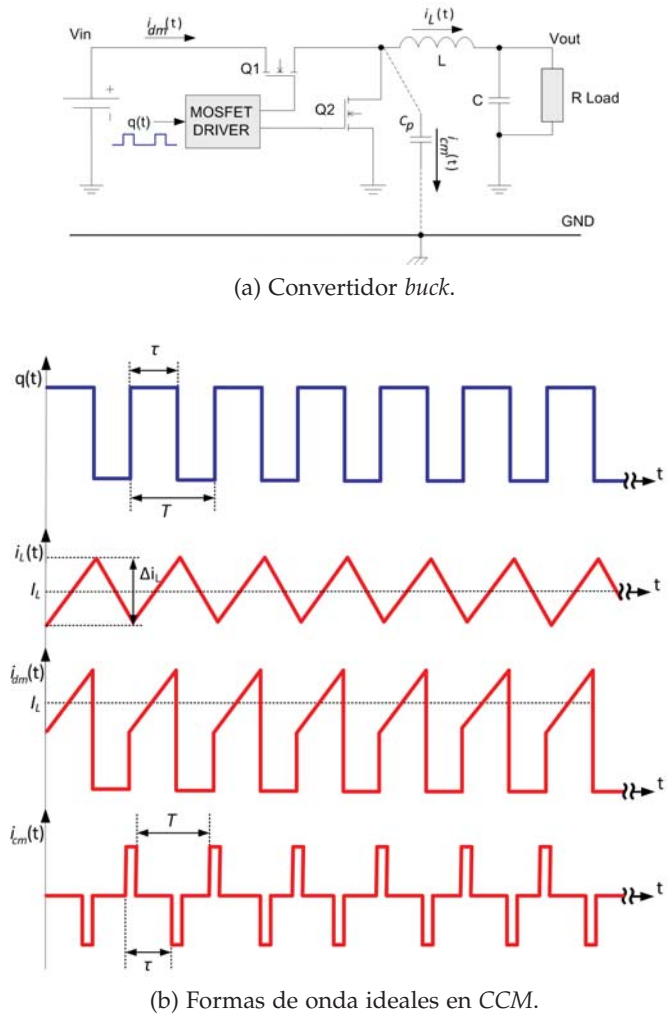


Figura 2.2: EMI conducidas. (a) Convertidor *buck*. (b) Formas de onda ideales en CCM.

Idealmente, en este tipo de sistemas, la corriente en modo diferencial,  $i_{dm}(t)$ , se puede expresar como (2.4).

$$i_{dm}(t) = i_L(t) \cdot q(t) \tag{2.4}$$

Asumiendo que  $\Delta i_L \ll I_L$ ,  $i_{dm}(t)$ , se puede estimar a partir de (2.5),

$$i_{dm}(t) \approx I_L \cdot q(t) \tag{2.5}$$

donde  $I_L$  es el valor medio de  $i_L(t)$ .

Respecto a la corriente en modo común,  $i_{cm}(t)$ , se puede estimar a partir de 2.6.

$$i_{cm}(t) = C_p \cdot V_{in} \cdot \frac{dq(t)}{dt} \quad (2.6)$$

En ambos casos,  $MD$  y  $MC$ , las corrientes generadas están directamente relacionadas con el patrón de conmutación,  $q(t)$ . Por consiguiente, con el objetivo de observar el efecto de cada una de las modulaciones planteadas sobre el espectro de las perturbaciones conducidas, se analiza en el dominio frecuencial la forma de onda correspondiente al patrón de conmutación,  $q(t)$ , en función de la modulación utilizada.

A partir de la expresión (2.2) y considerando que el patrón de conmutación corresponde a una función periódica de periodo  $T_m$ , dicha forma de onda puede ser expresada mediante series exponenciales de Fourier como (2.7)

$$q(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( C_n \cdot e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) = C_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left( C_n \cdot e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) \quad (2.7)$$

donde  $C_n$  son los coeficientes de Fourier (2.8).

$$\begin{aligned} C_n &= \frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} q(t) \cdot e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} dt = \frac{1}{T_m} \left[ \int_{\varepsilon_1}^{\varepsilon_1 + \tau_1} A \cdot e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} dt + \right. \\ &+ \int_{\varepsilon_2 + T_1}^{\varepsilon_2 + T_1 + \tau_2} A \cdot e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} dt + \dots + \left. \int_{\varepsilon_L + T_{L-1} + T_{L-2} + \dots + T_1 + \tau_L}^{\varepsilon_L + T_{L-1} + T_{L-2} + \dots + T_1} A \cdot e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} dt \right] = \\ &= \frac{A}{j2\pi n} \left[ e^{-\frac{j2\pi n \varepsilon_1}{T_m}} - e^{-\frac{j2\pi n (\varepsilon_1 + \tau_1)}{T_m}} + e^{-\frac{j2\pi n (T_1 + \varepsilon_2)}{T_m}} - e^{-\frac{j2\pi n (T_1 + \varepsilon_2 + \tau_2)}{T_m}} + \right. \\ &+ \dots + \left. e^{-\frac{j2\pi n (T_{L-1} + T_{L-2} + \dots + T_1 + \varepsilon_L)}{T_m}} - e^{-\frac{j2\pi n (T_{L-1} + T_{L-2} + \dots + T_1 + \varepsilon_L + \tau_L)}{T_m}} \right] = \\ &= \frac{A}{j2\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} - e^{-\frac{j2\pi n (\tau_k + H_k)}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n \varepsilon_k}{T_m}} \right) = \\ &= \frac{A}{j2\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n \tau_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n (\varepsilon_k + H_k)}{T_m}} \right) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Sustituyendo (2.8) en (2.7), se obtiene (2.9).

$$q(t) = \frac{A}{T_m} \sum_{k=1}^L \tau_k + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n \tau_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n (\varepsilon_k + H_k)}{T_m}} \right) e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) \quad (2.9)$$

Aplicando la transformada de Fourier a la expresión (2.9), podemos obtener el contenido frecuencial correspondiente a la forma de onda del patrón de conmutación, para cada una de las modulaciones planteadas (2.10)

$$Q(\omega) = \frac{A}{T_m} \sum_{k=1}^L \tau_k \delta(\omega) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n \tau_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n (\epsilon_k + H_k)}{T_m}} \right) \delta(\omega - n\omega_m) \right) \quad (2.10)$$

donde  $\omega_m$  es la frecuencia del perfil de modulación expresada en radianes por segundo (2.11).

$$\omega_m = 2\pi f_m = \frac{2\pi}{T_m} \quad (2.11)$$

A continuación, a partir de la expresión (2.10), se analizan las diferentes modulaciones planteadas en la Tabla 2.1. Para ello, se han empleado cuatro perfiles de modulación diferentes con una frecuencia  $f_m = 10 \text{ kHz}$  y los parámetros de modulación que se reflejan en la Tabla 2.2, donde:

- $\Delta f_c$ : Es la desviación máxima de la frecuencia de conmutación.
- $\Delta \epsilon_c$ : Corresponde con la desviación máxima del retardo en el inicio de cada pulso.
- $\Delta D_c$ : Representa la desviación máxima del ciclo de trabajo.

Modulaciones	A	$f_c = \frac{1}{T_c}$	$\epsilon_c$	$D_c$	$\Delta f_c$	$\Delta \epsilon_c$	$\Delta D_c$
SFM	1	300 kHz	0	50 %	$0,3 \cdot f_c$	0	0
PPM			$\frac{0,3}{f_c}$		0	$\frac{0,3}{f_c}$	0
PWM			0		0	0	30 %

Tabla 2.2: Parámetros de modulación.

### 2.1.1 Modulación en Frecuencia (SFM, Switching Frequency Modulation)

De acuerdo con la Tabla 2.1, la modulación en frecuencia consiste en variar en cada ciclo de conmutación el periodo de la señal de conmutación,  $T_k$ , alrededor de un valor central o nominal,

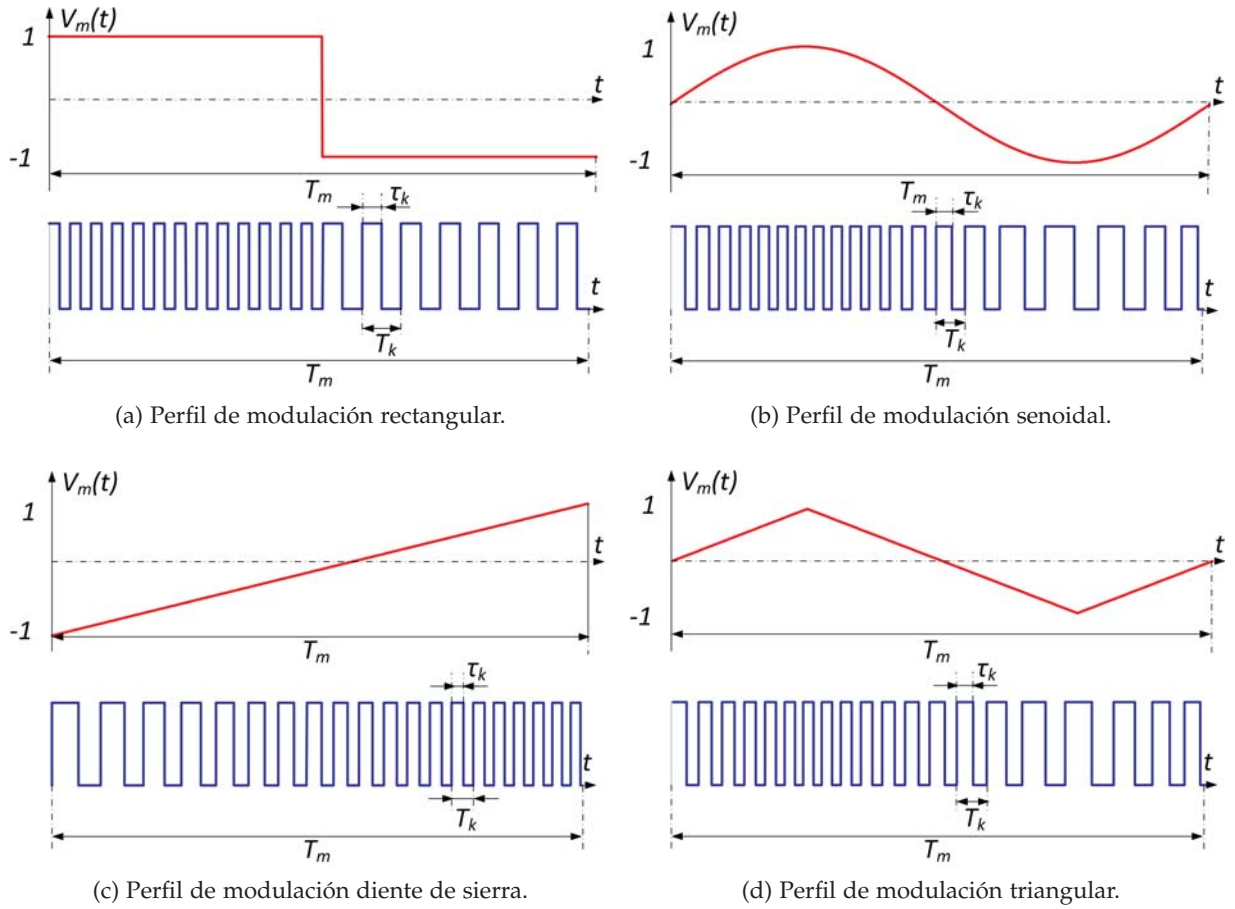


Figura 2.3: Modulación en frecuencia. (a) Perfil de modulación rectangular. (b) Perfil de modulación senoidal. (c) Perfil de modulación diente de sierra. (d) Perfil de modulación triangular.

$T_c$ , y en función del perfil de modulación utilizado,  $V_m(t)$ . Así que el valor instantáneo del periodo de conmutación se puede aproximar por la expresión (2.12).

$$T_k = T_c + \Delta T_k \approx \frac{1}{f_c + \Delta f_c \cdot V_m(H_k)} \quad (2.12)$$

En la Figura 2.3 se puede observar el patrón de conmutación obtenido para diferentes perfiles de modulación.

A partir de (2.10) y teniendo en cuenta el valor de los parámetros de modulación que se reflejan en la Tabla 2.1, el espectro de la forma de onda correspondiente al patrón de conmutación cuando se aplica una modulación en frecuencia, puede ser representado mediante (2.13).

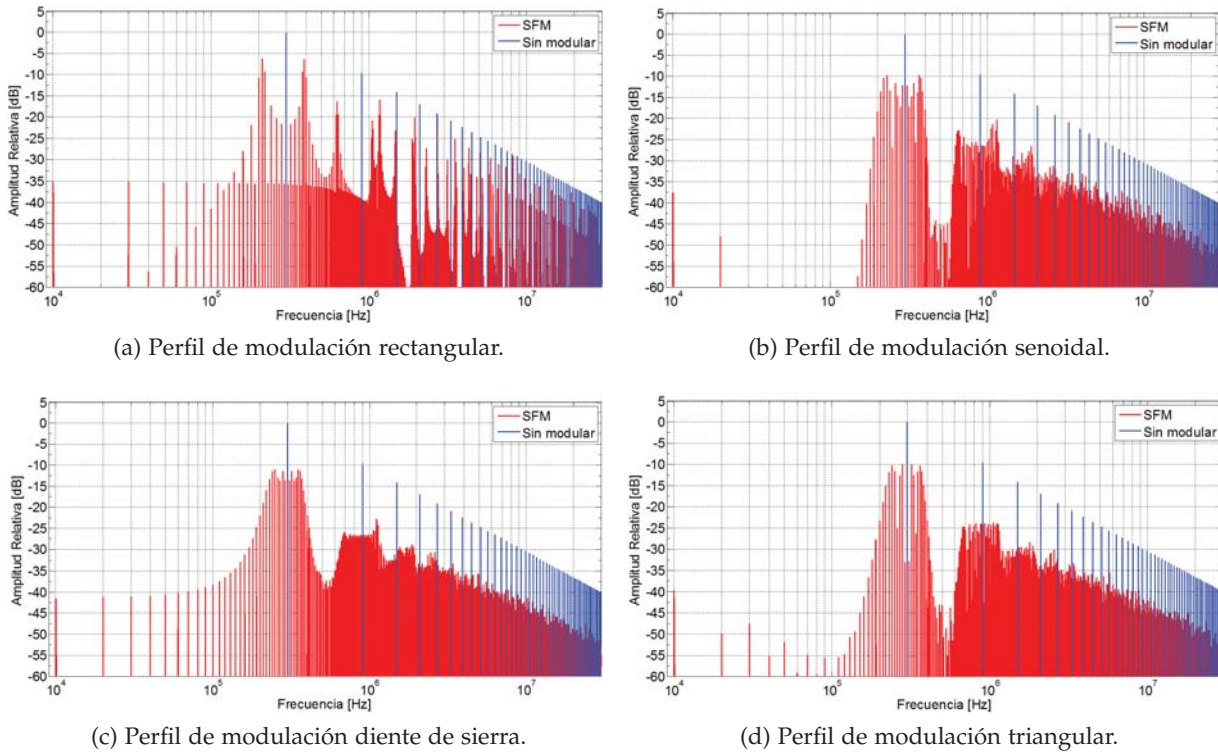


Figura 2.4: Espectro de frecuencias del patrón de conmutación (SFM). (a) Perfil de modulación rectangular. (b) Perfil de modulación senoidal. (c) Perfil de modulación diente de sierra. (d) Perfil de modulación triangular.

$$\begin{aligned}
 Q(\omega) &= \frac{A}{T_m} \sum_{k=1}^L D_c T_k \delta(\omega) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} \right) \delta(\omega - n\omega_m) \right) = \\
 &= A D_c \delta(\omega) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} \right) \delta(\omega - n\omega_m) \right) \quad (2.13)
 \end{aligned}$$

Para analizar el efecto de la modulación sobre el espectro de frecuencias del patrón de conmutación,  $Q(\omega)$ , se ha empleado el valor de los parámetros de modulación reflejados en la Tabla 2.2.

En la Figura 2.4 se puede observar el espectro del patrón de conmutación que se obtiene cuando no se aplica ningún tipo de modulación y cuando se emplea la modulación en frecuencia para diferentes perfiles de modulación. A partir de dichas figuras, queda de manifiesto que con el perfil de modulación diente de sierra y triangular se logra una mayor atenuación, a altas frecuencias, por encima de  $f_c$ . Aproximadamente, se obtiene una reducción de la amplitud de

la componente fundamental (300kHz) de 10 dB. No obstante, con el perfil de modulación diente de sierra se obtiene una mayor contribución de armónicos a baja frecuencia, por debajo de  $f_c$ .

### 2.1.2 Modulación de la posición del pulso (PPM, Pulse Position Modulation)

En este tipo de modulación, la posición inicial de cada uno de los pulsos que conforman la señal de conmutación,  $q(t)$ , se desplaza dentro del periodo de conmutación de acuerdo con (2.14), manteniendo constante el resto parámetros ( $T_k$  y  $\tau_k$ ), tal y como se indica en la Tabla 2.1.

$$\varepsilon_k = \varepsilon_c + \Delta\varepsilon_c \cdot V_m((k-1) \cdot T_c) \quad (2.14)$$

Si tenemos en cuenta que  $\varepsilon_k \in [0, \varepsilon_c + \Delta\varepsilon_c]$ , la desviación máxima de la posición del pulso que se puede aplicar, viene determinada por (2.15).

$$\Delta\varepsilon_c \leq T_c(1 - D_c) - \varepsilon_c \quad (2.15)$$

En la Figura 2.5 se puede observar el patrón de conmutación obtenido para diferentes perfiles de modulación.

A partir del valor de los parámetros de modulación reflejados en la Tabla 2.1, donde  $T_k$  es constante e igual a  $T_c$ , se puede reescribir la expresión (2.1) como (2.16).

$$H_k = \begin{cases} 0 & k = 1 \\ \sum_{j=1}^{k-1} T_j = (k-1)T_c & k > 1 \end{cases} \quad (2.16)$$

Sustituyendo (2.16) en (2.10), la forma de onda correspondiente al patrón de conmutación después del proceso de modulación, se puede expresar en el dominio frecuencial como (2.17).

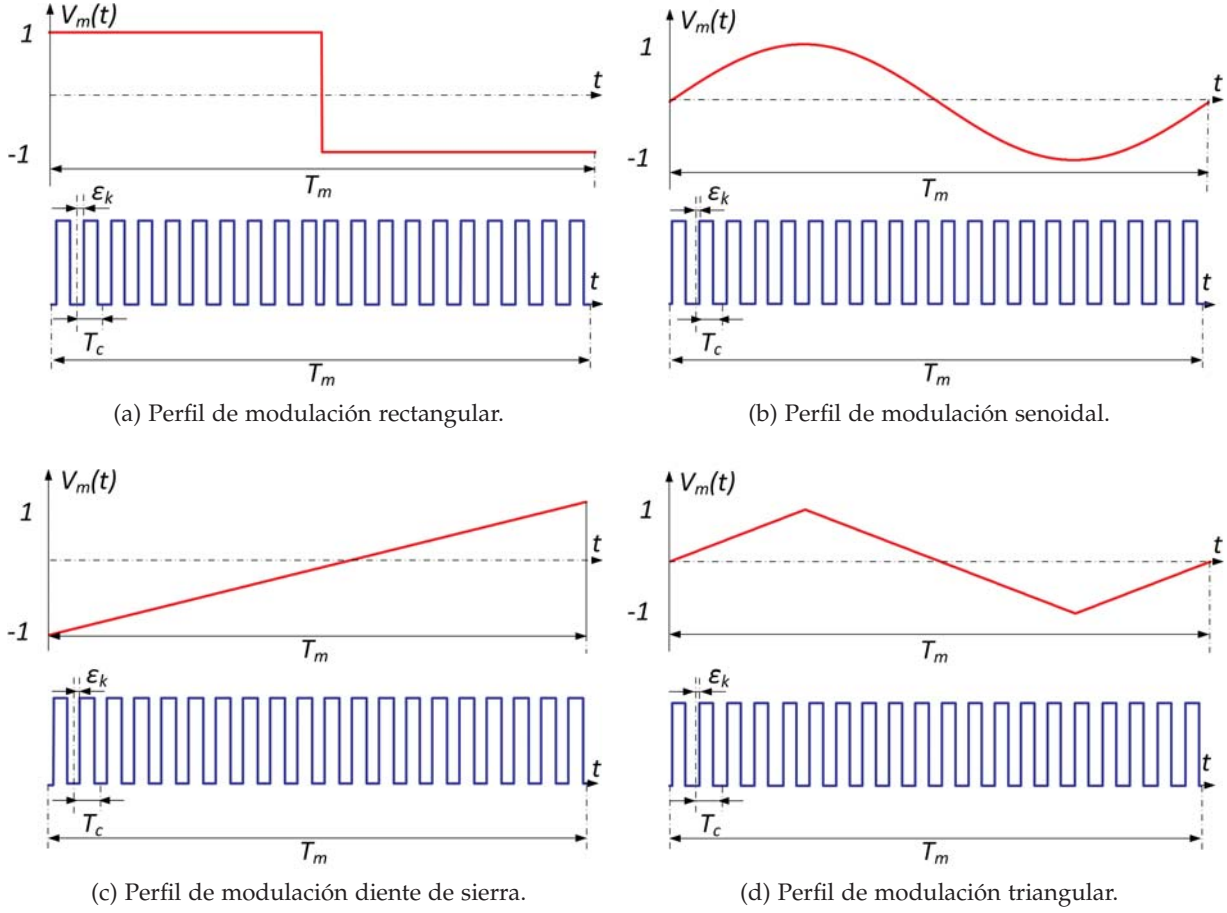


Figura 2.5: Modulación de la posición del pulso. (a) Perfil de modulación rectangular. (b) Perfil de modulación senoidal. (c) Perfil de modulación diente de sierra. (d) Perfil de modulación triangular.

$$\begin{aligned}
Q(\omega) &= \frac{A}{T_m} \sum_{k=1}^L D_c T_c \delta(\omega) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_c}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n (\epsilon_k + (k-1)T_c)}{T_m}} \right) \delta(\omega - n\omega_m) \right) = \\
&= AD_c \delta(\omega) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c}{L}} \right] e^{-\frac{j2\pi n (\epsilon_k + (k-1)T_c)}{T_m}} \right) \delta(\omega - n\omega_m) \right) = \\
&= A \cdot D_c \cdot \delta(\omega) + \\
&+ \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} e^{-\frac{j\pi n D_c}{L}} \left( e^{\frac{j\pi n D_c}{L}} - e^{-\frac{j\pi n D_c}{L}} \right) \sum_{k=1}^L \left( e^{-\frac{j2\pi n (\epsilon_k + (k-1)T_c)}{T_m}} \right) \delta(\omega - n\omega_m) \right) = \\
&= AD_c \delta(\omega) + \\
&+ \frac{2AD_c}{L} \sum_{n=1}^{\infty} \left( e^{-\frac{j\pi n D_c}{L}} \frac{\sin\left(\frac{1}{L}\pi n D_c\right)}{\frac{1}{L}\pi n D_c} \sum_{k=1}^L \left( e^{-\frac{j2\pi n (\epsilon_k + (k-1)T_c)}{T_m}} \right) \delta(\omega - n\omega_m) \right) \quad (2.17)
\end{aligned}$$



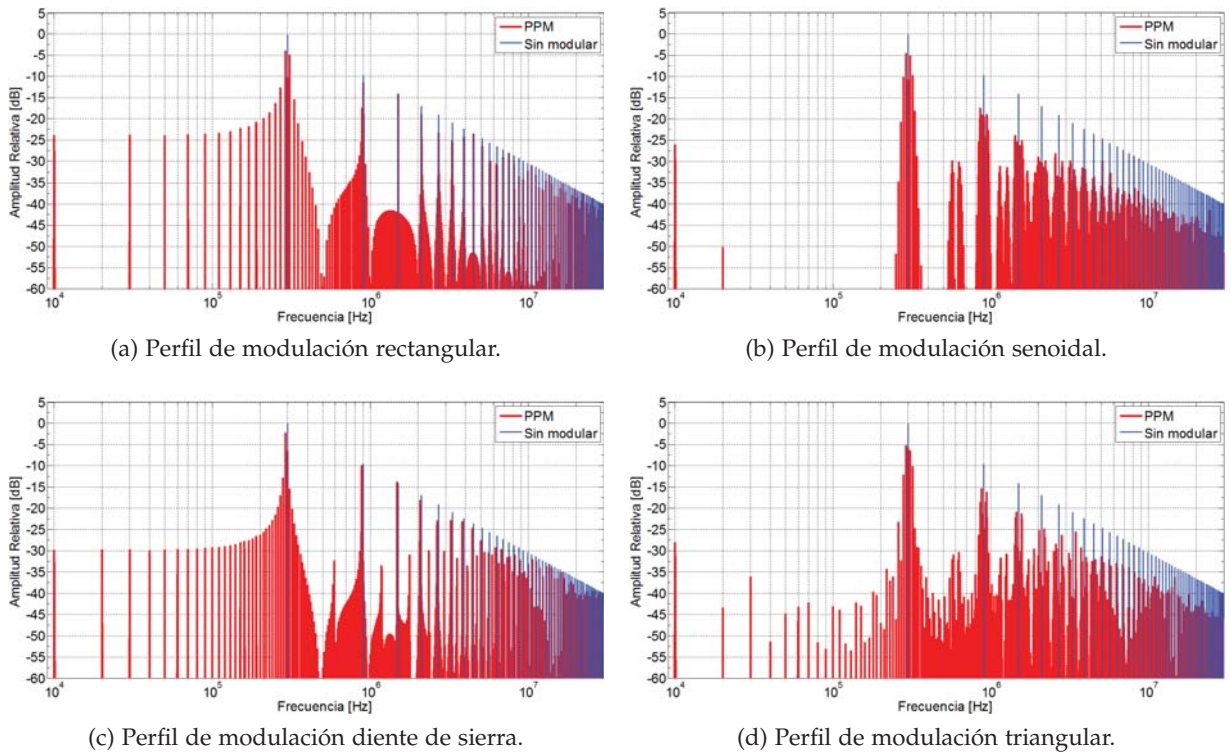


Figura 2.6: Espectro de frecuencias del patrón de conmutación (*PPM*). (a) Perfil de modulación rectangular. (b) Perfil de modulación senoidal. (c) Perfil de modulación diente de sierra. (d) Perfil de modulación triangular.

De acuerdo con los valores reflejados en la Tabla 2.2, en la Figura 2.6 se muestra el espectro del patrón de conmutación que se obtiene cuando no se aplica ningún tipo de modulación y cuando se emplea la modulación de la posición del pulso para diferentes perfiles de modulación. A partir de los resultados obtenidos, se puede establecer que los perfiles de modulación,  $V_m(t)$ , que ofrecen mejores beneficios, son el senoidal y el triangular. Con el perfil de modulación senoidal, se obtiene una reducción de la envolvente del espectro para frecuencias superiores a  $f_c$ , aproximadamente de 10 dB y con el triangular de 7 dB.

### 2.1.3 Modulación de la anchura del pulso (PWM, Pulse Width Modulation)

Esta modulación consiste en modificar el ciclo de trabajo,  $D_k$ , en cada periodo del patrón de conmutación,  $q(t)$ , en función del perfil de modulación,  $V_m(t)$ , de acuerdo con (2.18).

$$D_k = D_c + \Delta D_c \cdot V_m((k-1) \cdot T_c) \quad (2.18)$$

Con el objetivo de modificar  $D_k$  manteniendo constante el periodo del patrón de conmutación,  $q(t)$ , e igual a  $T_c$ , tal y como se refleja en la Tabla 2.1, es necesario variar el tiempo en el que la señal  $q(t)$  está a ON en cada ciclo de conmutación mediante  $\tau_k$ , tal y como se expresa en (2.19). Por consiguiente, a partir de (2.18) y (2.19), es posible expresar la variación de  $\tau_k$  en función del perfil de modulación como (2.20).

$$D_k = \frac{\tau_k}{T_c} \quad (2.19)$$

$$\tau_k = D_c T_c + \Delta \tau_k = T_c \cdot (D_c + \Delta D_c \cdot V_m((k-1) \cdot T_c)) \quad (2.20)$$

En la Figura 2.7 se muestra el patrón de conmutación obtenido para diferentes perfiles de modulación.

A partir de (2.10) y teniendo en cuenta que  $\varepsilon_k$  y  $T_k$  son constantes e igual a 0 y  $T_c$  respectivamente (Tabla 2.1), se puede expresar la forma de onda del patrón de conmutación en el dominio frecuencial como (2.21).

$$\begin{aligned} Q(w) &= \frac{A}{T_m} \sum_{k=1}^L \tau_k \delta(w) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n \tau_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n(k-1)T_c}{T_m}} \right) \delta(w - n\omega_m) \right) = \\ &= \frac{A}{T_m} \sum_{k=1}^L \tau_k \delta(w) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( e^{-\frac{j\pi n \tau_k}{T_m}} \left[ e^{\frac{j\pi n \tau_k}{T_m}} - e^{-\frac{j\pi n \tau_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n(k-1)T_c}{T_m}} \right) \delta(w - n\omega_m) \right) = \\ &= \frac{A}{T_m} \sum_{k=1}^L \tau_k \delta(w) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( 2A \sum_{k=1}^L \left( \frac{\tau_k}{T_m} \frac{\sin\left(\pi n \frac{\tau_k}{T_m}\right)}{\pi n \frac{\tau_k}{T_m}} e^{-\frac{j\pi n(\tau_k + 2(k-1)T_c)}{T_m}} \right) \delta(w - n\omega_m) \right) \quad (2.21) \end{aligned}$$

De acuerdo con (2.22), donde se establece el valor nominal del ciclo de trabajo del patrón de conmutación,  $D_c$ , en función de  $\tau_k$ , la expresión (2.21) se puede reescribir como (2.23).

$$D_c = \frac{1}{T_m} \sum_{k=1}^L \tau_k \quad (2.22)$$

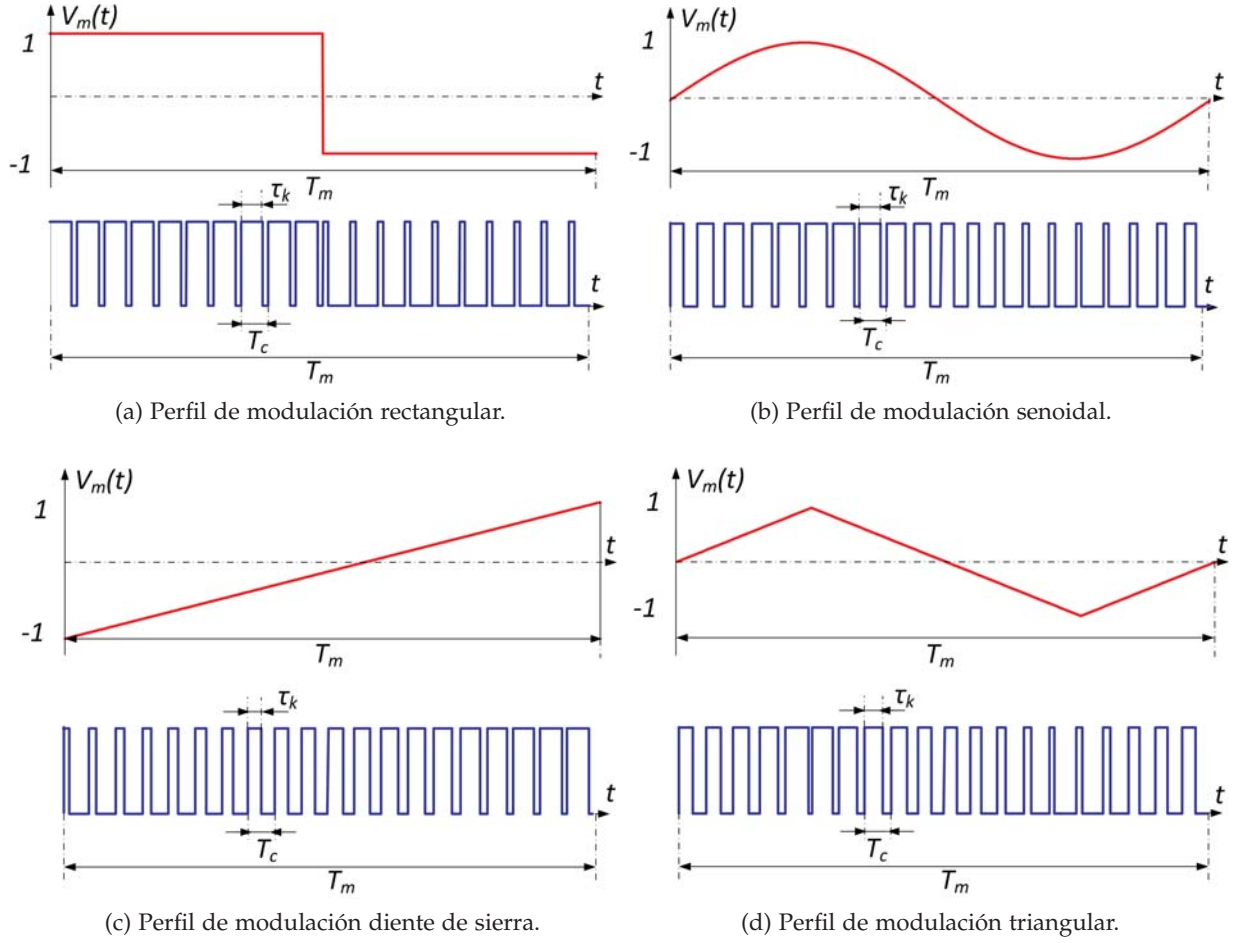


Figura 2.7: Modulación de la anchura del pulso. (a) Perfil de modulación rectangular. (b) Perfil de modulación senoidal. (c) Perfil de modulación diente de sierra. (d) Perfil de modulación triangular.

$$Q(\omega) = AD_c \delta(\omega) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( 2A \sum_{k=1}^L \left( \frac{\tau_k}{T_m} \frac{\sin\left(\pi n \frac{\tau_k}{T_m}\right)}{\pi n \frac{\tau_k}{T_m}} e^{-j\pi n \left(\frac{\tau_k}{T_m} + 2(k-1)T_c\right)} \right) \delta(\omega - n\omega_m) \right) \quad (2.23)$$

Para analizar el efecto de la modulación sobre el espectro de frecuencias del patrón de conmutación,  $Q(\omega)$ , se han empleado los valores reflejados en la Tabla 2.2 y cuatro perfiles de modulación diferentes.

En la Figura 2.8 se puede observar el espectro del patrón de conmutación que se obtiene cuando no se aplica ningún tipo de modulación y cuando se emplea la modulación de la anchura del pulso (*PWM*). En este caso, igual que en la modulación *PPM*, se obtiene una mayor atenuación

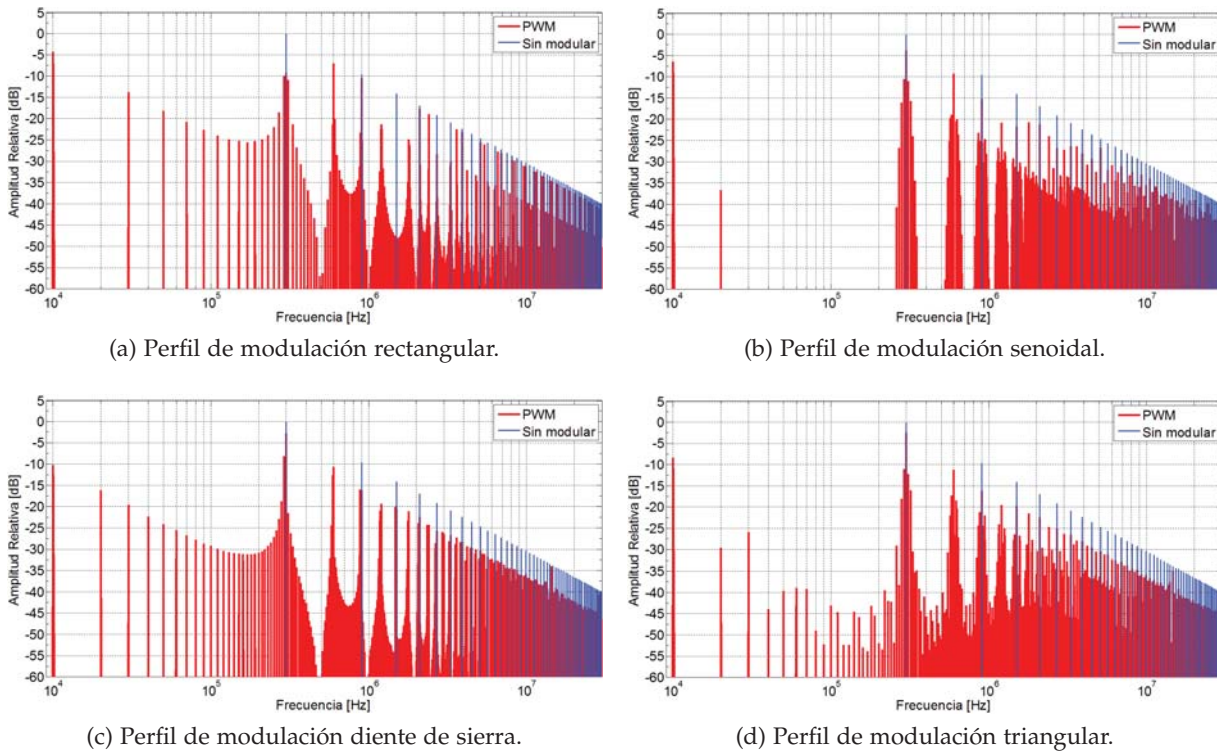


Figura 2.8: Espectro de frecuencias del patrón de conmutación (*PWM*). (a) Perfil de modulación rectangular. (b) Perfil de modulación senoidal. (c) Perfil de modulación diente de sierra. (d) Perfil de modulación triangular.

de la envolvente del espectro con los perfiles de modulación senoidal y triangular. Sin embargo, en todos los casos se obtiene una contribución muy significativa de armónicos a frecuencias inferiores a  $f_c$ , comparables a la amplitud de la componente fundamental cuando no se aplica ninguna modulación. Esto provoca que esta modulación no sea aconsejable en convertidores DC/DC, ya que produce un incremento del rizado de la tensión de salida.

#### 2.1.4 Comparativa entre las modulaciones SFM, PPM y PWM

Con el objetivo de comparar la atenuación de las diferentes modulaciones planteadas, se ha normalizado la variación de cada uno de los parámetros de modulación respecto al valor nominal del periodo de conmutación,  $T_c$ . A continuación, se define el valor del porcentaje de la profundidad de modulación,  $\delta$ , para cada una de las modulaciones:

- SFM:

$$\delta [\%] = \frac{\Delta T_c}{T_c} \cdot 100 \approx \frac{\Delta f_c}{f_c} \cdot 100 \quad (2.24)$$

- PPM:

$$\delta [\%] = \frac{\Delta \epsilon_c}{T_c} \cdot 100 \quad (2.25)$$

- PWM:

$$\delta [\%] = \frac{\Delta \tau_c}{T_c} \cdot 100 = \Delta D_c \quad (2.26)$$

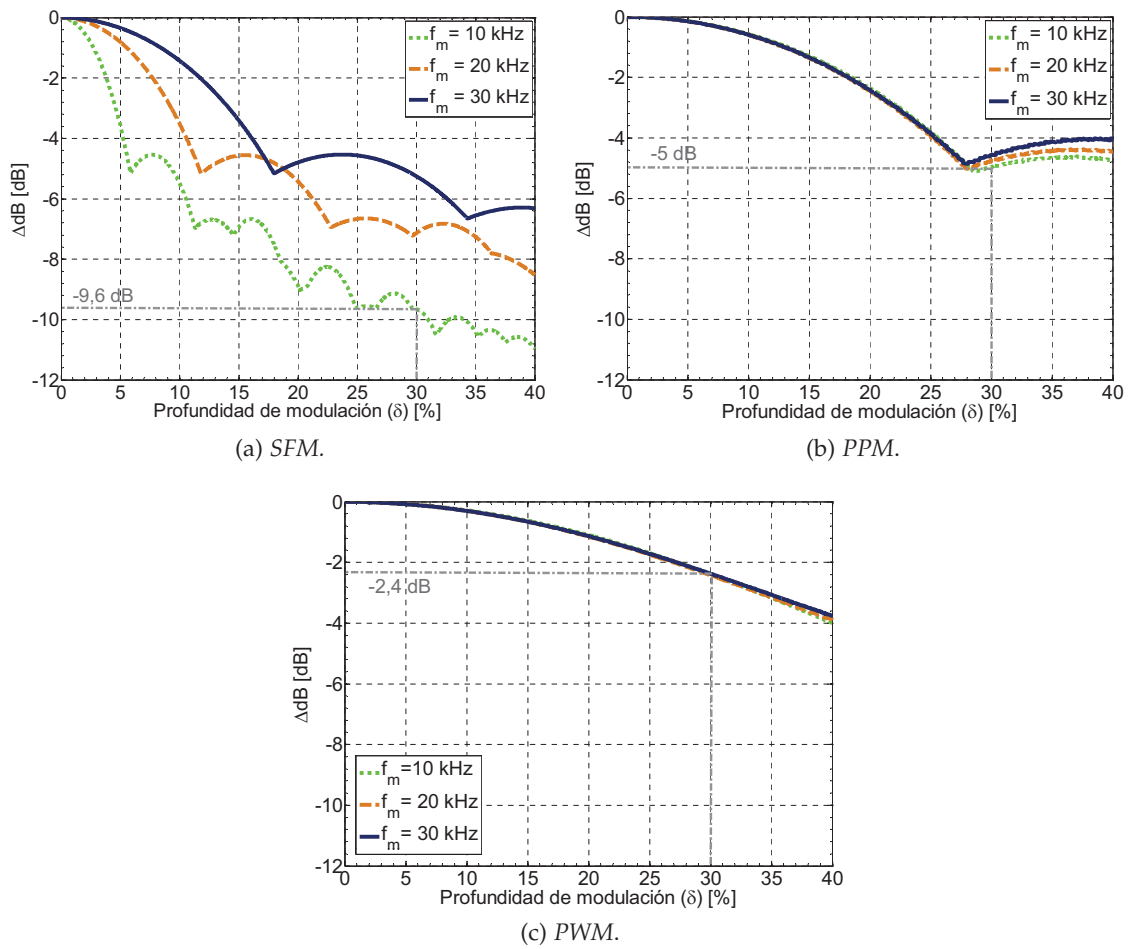


Figura 2.9: Reducción de la amplitud de la componente fundamental en función de los parámetros de modulación. (a) SFM. (b) PPM. (c) PWM.

Normalmente, los requerimientos de atenuación son establecidos a partir de la amplitud de la componente fundamental, ya que es el que presenta una amplitud mayor [27]. Por este motivo, para comparar la atenuación de cada una de las modulaciones presentadas, se analiza la

reducción de la amplitud de la componente fundamental,  $\Delta dB$ , como la diferencia en  $dB$  entre la amplitud máxima de la envolvente del espectro modulado y la amplitud de la componente fundamental cuando no se aplica ninguna modulación.

En la Figura 2.9 se muestran los resultados obtenidos para las diferentes estrategias de modulación planteadas, utilizando un perfil de modulación triangular con diferentes valores de  $f_m$ . La elección del perfil de modulación se ha realizado teniendo en cuenta que es el que presenta un mejor comportamiento desde el punto de vista de *EMC*, para las tres modulaciones planteadas. Tal y como se puede observar, se pone de manifiesto que la modulación *SFM* es la que proporciona una mayor atenuación del armónico principal de las perturbaciones. Si tenemos en cuenta el punto de trabajo empleado en los apartados anteriores, obtenemos una atenuación de la componente fundamental de 9,6 dB, mientras que con las modulaciones *PPM* y *PWM*, esta atenuación es de 5 dB y 2,6 dB respectivamente. Asimismo, la modulación *SFM* presenta una mayor influencia respecto la frecuencia del perfil de modulación. A partir de la Figura 2.9a, se puede observar como la reducción obtenida es inversamente proporcional al valor de  $f_m$ .

En [57] se puede encontrar un modelo matemático que permite predecir la reducción de la amplitud de la componente fundamental,  $\Delta dB$ , cuando se emplea un perfil de modulación triangular. Dicho modelo queda definido por la expresión (2.27)

$$\Delta dB = -10 \cdot \log_{10} (m_f) \quad (2.27)$$

donde  $m_f$  es el índice de modulación y viene dado por (2.28)

$$m_f = \frac{\Delta f_c}{f_m} \quad (2.28)$$

## 2.2 TÉCNICAS DE REDUCCIÓN DE EMI EN SISTEMAS DE ALIMENTACIÓN MODULAR

En sistemas de alimentación modular, con conexión en paralelo (Figura 2.10), se ha demostrado que la técnica de *interleaving* también ofrece beneficios desde el punto de vista de *EMC*. Esta técnica consiste en hacer trabajar a los  $N$  convertidores que conforman el sistema, con el mismo

periodo de conmutación,  $T_c$ , e introducir un retardo,  $\alpha_i$ , entre cada uno de los  $N$  patrones de conmutación. Dicho retardo viene dado por (2.29)

$$\alpha_i = \frac{T_c}{N} (i - 1) \tag{2.29}$$

donde el subíndice  $i$  denota cada uno de los  $N$  patrones de conmutación correspondientes a cada convertidor ( $i = 1, 2, \dots, N$ ).

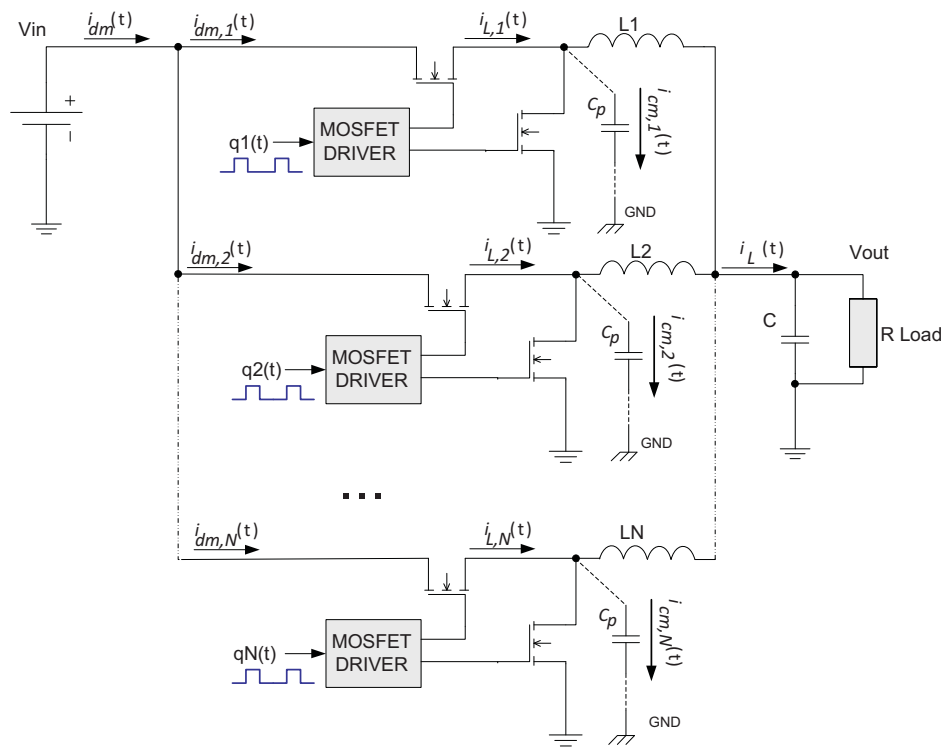


Figura 2.10: Convertidor *buck* multifase.

En la Figura 2.11 se muestran los patrones de conmutación correspondientes a un sistema formado por 4 convertidores conectados en paralelo, así como el patrón de ruido equivalente.

En este tipo de sistemas (Figura 2.10), las perturbaciones generadas en la línea de alimentación son la composición de las perturbaciones generadas individualmente por cada uno de los convertidores. Si asumimos que las corrientes de entrada de cada uno de los convertidores son iguales (caso ideal), la corriente en MD,  $i_{dm}(t)$ , se puede expresar como (2.30)

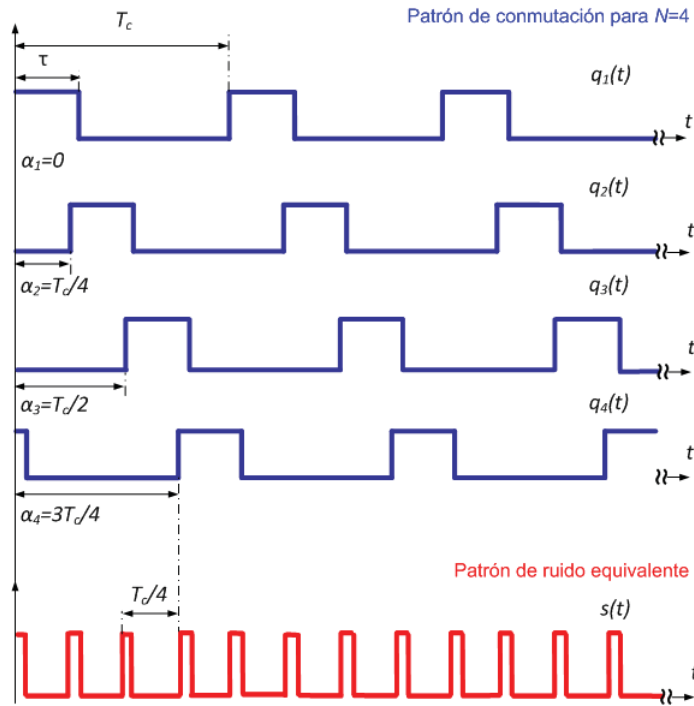


Figura 2.11: Patrón de conmutación cuando se aplica la técnica de interleaving.

$$i_{dm}(t) = \sum_{i=1}^N (I_{L,i} q_i(t)) = I_L \sum_{i=1}^N q_i(t) = I_L s(t) \quad (2.30)$$

donde  $s(t)$  corresponde con la suma de los  $N$  patrones de conmutación.

Respecto a la corriente en  $MC$ , si asumimos que las capacidades parásitas son iguales,  $i_{cm}(t)$  se puede expresar como (2.31)

$$i_{cm}(t) = C_p \cdot \sum_{i=1}^N \left[ V_{in} \cdot \left( \frac{dq_i(t)}{dt} \right)_i \right] = C_p \cdot N \cdot V_{in} \cdot \frac{ds(t)}{dt} \quad (2.31)$$

Así que para analizar el efecto que conlleva la aplicación de la técnica de *interleaving* sobre las perturbaciones conducidas, basta con evaluar la transformada de Fourier de  $s(t)$ .

Considerando que  $q_i(t)$  tienen una amplitud  $A$ , la transformada de Fourier de  $s(t)$  se puede expresar como (2.32).

$$S(w) = F \{s(t)\} = \sum_{i=1}^N F \left\{ q_1 \left( t - (i-1) \frac{T_c}{N} \right) \right\} = \sum_{i=1}^N \left( e^{-jw(i-1) \frac{T_c}{N}} \cdot F \{q_1(t)\} \right) \quad (2.32)$$



Al aplicar la transformada de Fourier sobre  $q_1(t)$  se obtiene (2.33)

$$Q_1(w) = \frac{A\tau}{T_c} \delta(w) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} (1 - e^{-\frac{j2\pi n\tau}{T_c}}) \delta(w - nw_c) \right) \quad (2.33)$$

donde  $w_c$  es la frecuencia de conmutación,  $f_c$ , expresada en radianes por segundo (2.34).

$$w_c = 2\pi f_c = \frac{2\pi}{T_c} \quad (2.34)$$

Sustituyendo (2.33) en (2.32),  $S(w)$  se puede expresar como (2.35)

$$\begin{aligned} S(w) &= \frac{A\tau}{T_c} \delta(w) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \sum_{i=1}^N \left( e^{-jn w_c (i-1) \frac{T_c}{N}} \right) \frac{A}{j\pi n} (1 - e^{-\frac{j2\pi n\tau}{T_c}}) \delta(w - nw_c) \right) = \\ &= \frac{A\tau}{T_c} \delta(w) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{1 - e^{-j2\pi n}}{1 - e^{-\frac{j2\pi n}{N}}} \frac{A}{j\pi n} (1 - e^{-\frac{j2\pi n\tau}{T_c}}) \delta(w - nw_c) \right) = \\ &= \frac{A\tau}{T_c} \delta(w) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} (1 - e^{-\frac{j2\pi n\tau}{T_c}}) \delta(w - nw_c) \right) \cdot E(w) \end{aligned} \quad (2.35)$$

donde  $E(w)$  representa la influencia del retardo introducido (2.36).

$$|E(w)| = \left| \left( \frac{1 - e^{-j2\pi n}}{1 - e^{-\frac{j2\pi n}{N}}} \right) \right| = \begin{cases} 0 & n \neq lN \\ N & n = lN \end{cases} \quad l = 0, 1, \dots \quad (2.36)$$

A partir de (2.36) es posible predecir una cancelación de los armónicos de las perturbaciones cuya frecuencia no es múltiplo de  $Nf_c$ . No obstante, los armónicos que no han sido cancelados, mantienen la misma amplitud, tal y como se muestra en la Figura 2.12. Una alternativa para reducir la amplitud de estos armónicos, es combinar la técnica de *interleaving* con técnicas de reducción de *EMI* basadas en la modulación de los patrones de conmutación.

Según los resultados obtenidos en el apartado 2.1.4, para la reducción de las *EMI* conducidas es mejor aplicar la técnica *SFM*. Por consiguiente, la mejor opción, en sistemas multiconvertidor con conexión en paralelo es modular en frecuencia los patrones de conmutación de cada convertidor y aplicar el concepto de la técnica de *interleaving*. Para ello, es necesario añadir un

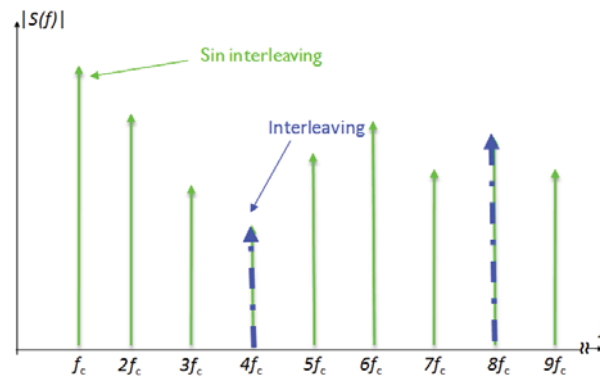


Figura 2.12: Comparativa de las perturbaciones conducidas generadas por 4 convertidores conectados en paralelo con y sin *interleaving*.

retardo entre cada uno de los patrones de conmutación. En el siguiente capítulo se proponen tres esquemas de modulación que combinan modulación en frecuencia e *interleaving*.

### 2.3 RESUMEN

En este capítulo se ha demostrado que al modular la señal de control, es posible reducir las perturbaciones conducidas, debidas a las corrientes en *MD* como en *MC*. También se ha realizado un análisis comparativo entre las modulaciones *SFM*, *PPM* y *PWM*, que permiten dispersar la energía de los armónicos de las perturbaciones conducidas, originadas por los convertidores de potencia.

A partir de los resultados obtenidos, hay que remarcar que la modulación en frecuencia (*SFM*) es la que proporciona una mayor atenuación de la amplitud de los armónicos interferentes. Se ha obtenido una reducción de la amplitud de la componente fundamental aproximadamente de 10 dB para un perfil de modulación,  $V_m(t)$ , triangular o diente de sierra y un índice de modulación,  $m_f = 9$ . Asimismo, se ha puesto de manifiesto la necesidad de emplear un perfil de modulación,  $V_m(t)$ , triangular, ya que es posible obtener buenos beneficios desde el punto de vista de *EMC*, sin añadir armónicos significativos a frecuencias bajas, por debajo de la frecuencia de conmutación,  $f_c$ . Respecto a la modulación *PWM*, es la que menos dispersa la energía de los armónicos interferentes. Por otro lado, es la que provoca una mayor contribución de armónicos

a frecuencias inferiores a  $f_c$ , lo que va a originar un incremento mayor del rizado de la tensión de salida en convertidores DC/DC.

También se ha demostrado la efectividad de la técnica de *interleaving* para la cancelación de algunos armónicos de las perturbaciones en sistemas formados por  $N$  convertidores conectados en paralelo, como es el caso de los convertidores *buck* multifase. Además, en este tipo de sistemas, también es posible aplicar las técnicas de modulación analizadas en el primer apartado, con el objetivo de reducir la amplitud de los armónicos que no se han cancelado. Esta técnica combinativa es la que se desarrolla en el siguiente capítulo, y constituye la parte fundamental de la tesis.



---

## ANÁLISIS TEÓRICO DE DIFERENTES ESQUEMAS DE MODULACIÓN

---

EN este capítulo se realiza un estudio comparativo de *EMI* a partir del espectro frecuencial de la combinación de los patrones de conmutación, empleando diferentes esquemas de modulación. Estos esquemas se basan en la combinación de la técnica de *interleaving*, presente en los sistemas de alimentación formados por varios convertidores conectados en paralelo, y la modulación en frecuencia (*SFM*), utilizada en convertidores de potencia para la reducción de la amplitud de las perturbaciones generadas.

### 3.1 COMBINACIÓN DE LAS TÉCNICAS DE *interleaving* Y *SFM*

Existen diversas opciones para combinar las técnicas de *interleaving* y *SFM*. En la Figura 3.1 se muestran los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ , correspondientes a un sistema formado por  $N$  convertidores, donde el subíndice  $i$  denota cada uno de los patrones de conmutación ( $i = 1, 2, \dots, N$ ) y  $\alpha_i$  es el retardo introducido en cada uno de los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ .

Con el objetivo de aplicar la técnica de *interleaving* conjuntamente con la técnica *SFM*, se proponen tres alternativas. La primera se basa en introducir un retardo entre patrones,  $\alpha_i$ , en función del periodo del perfil de modulación,  $V_m(t)$ , es decir,  $\alpha_i$  en función de  $T_m$ . La segunda consiste en aplicar un retardo,  $\alpha_i$ , en función del valor nominal del periodo de conmutación,  $T_c$ . La tercera alternativa se basa en aplicar el concepto de la técnica de *interleaving* en cada ciclo de conmutación.

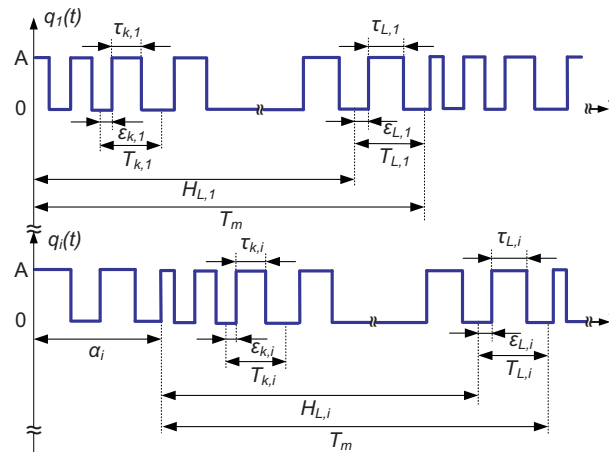


Figura 3.1: Patrones de conmutación intercalados.

Al modular en frecuencia cada uno de los patrones de conmutación empleando un mismo perfil periódico de modulación,  $V_m(t)$ , estos tienen un periodo igual al periodo del perfil de modulación,  $T_m$ . Así que a la hora de aplicar la técnica de *interleaving*, es posible introducir un retardo,  $\alpha_i$ , entre cada patrón de conmutación,  $q_i(t)$ , en función de  $T_m$ .

Por otro lado, si se tiene en cuenta que cada patrón de conmutación,  $q_i(t)$ , posee un valor nominal del periodo de conmutación igual a  $T_c$ , también es posible aplicar el retardo,  $\alpha_i$ , en función de  $T_c$ .

Por último, si se quiere aplicar un retardo entre cada uno de los patrones de conmutación ciclo a ciclo, como el periodo de conmutación no es constante al aplicar la técnica *SFM*, es necesario introducir un retardo variable,  $\epsilon_{k,i}$ , en el inicio de cada uno de los pulsos que conforman cada uno de los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ .

Estas tres alternativas son la base de los tres esquemas de modulación que se proponen, y que se denominan: *Constant Delay Tm with switching Frequency Modulation (CDFM-Tm)*, *Constant Delay Tc with switching Frequency Modulation (CDFM-Tc)* y *Variable Delay with switching Frequency Modulation (VDFM)*. En la Tabla 3.1 se reflejan los parámetros que se modulan para cada uno de los tres esquemas de modulación.

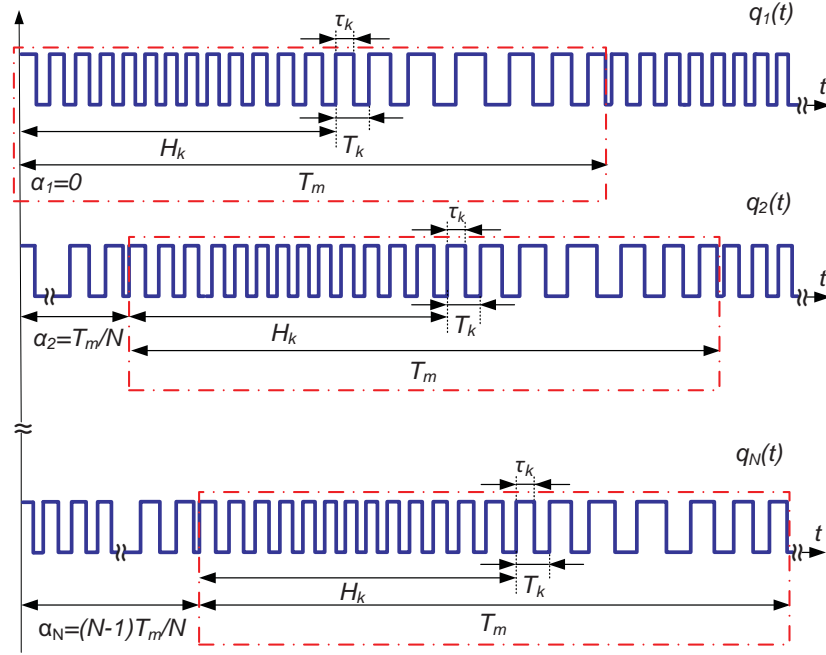
A continuación se analizan los tres esquemas de modulación propuestos.

Modulaciones	$\varepsilon_{k,i}$	$T_{k,i}$	$\tau_{k,i}$	$\alpha_i$
CDFM-Tm	$0 \forall i, k$	$T_c + \Delta T_k \forall i$	$D_c \cdot T_k \forall i$	$\frac{T_m}{N}(i-1)$
CDFM-Tc	$0 \forall i, k$	$T_c + \Delta T_k \forall i$	$D_c \cdot T_k \forall i$	$\frac{T_c}{N}(i-1)$
VDFM	$\frac{T_{k,i}}{N}(i-1)$	$T_c + \Delta T_k \forall i$	$D_c \cdot T_k \forall i$	$0 \forall i$

Tabla 3.1: Características de los diferentes esquemas de modulación propuestos.

### 3.1.1 Constant Delay Tm with switching Frequency Modulation (CDFM-Tm)

En este esquema de modulación cada uno de los  $N$  patrones de conmutación,  $q_i(t)$ , son modulados en frecuencia siguiendo el mismo perfil de modulación periódico, introduciendo un retardo,  $\alpha_i$ , entre cada uno de los patrones en función del periodo del perfil de modulación,  $T_m$ .


 Figura 3.2: CDFM-Tm. Patrón de conmutación para  $N$  convertidores.

En la Figura 3.2 se pueden observar los patrones de conmutación generados, cuando se emplea un perfil de modulación triangular, donde el retardo introducido viene dado por (3.1).

$$\alpha_i = \frac{T_m}{N}(i-1) \quad (3.1)$$

De acuerdo con (2.9) y teniendo en cuenta el retardo,  $\alpha_i$ , introducido, la forma de onda de cada uno de los  $N$  patrones de conmutación,  $q_i(t)$ , puede ser expresada mediante series exponenciales de Fourier como (3.2)

$$q_i(t) = \frac{A}{T_m} \sum_{k=1}^L \tau_{k,i} + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n \tau_{k,i}}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n (\epsilon_{k,i} + H_{k,i})}{T_m}} \right) e^{-\frac{j2\pi n \alpha_i}{T_m}} e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) \quad (3.2)$$

donde  $A$  representa la amplitud de cada uno de los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ .

Sustituyendo los parámetros reflejados en la Tabla 3.1 para la modulación CDFM- $T_m$  en la expresión (3.2), y considerando que  $H_{k,i} = H_k$  para  $\forall i$  (Figura 3.2), se obtiene (3.3).

$$\begin{aligned} q_i(t) &= \frac{A}{T_m} \sum_{k=1}^L D_c T_k + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} \right) e^{-\frac{j2\pi n T_m (i-1)}{T_m N}} e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) = \\ &= \frac{A}{T_m} D_c \sum_{k=1}^L T_k + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} \right) e^{-\frac{j2\pi n (i-1)}{N}} e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) = \\ &= \frac{A}{T_m} D_c T_m + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} \right) e^{-\frac{j2\pi n (i-1)}{N}} e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) = \\ &= AD_c + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} \right) e^{-\frac{j2\pi n (i-1)}{N}} e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) \end{aligned} \quad (3.3)$$

A partir de (3.3), el patrón de ruido equivalente,  $s_{CDFM-T_m}(t)$ , viene expresado por (3.4)

$$\begin{aligned} s_{CDFM-T_m}(t) &= \sum_{i=1}^N q_i(t) = NAD_c + \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \left[ \sum_{i=1}^N e^{-\frac{j2\pi n (i-1)}{N}} \right] \left[ \sum_{k=1}^L \left( 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right) e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) = \\ &= NAD_c + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \left( \frac{1 - e^{-j2\pi n}}{1 - e^{-\frac{j2\pi n}{N}}} \right) \sum_{k=1}^L \left( 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right) e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Aplicando la transformada de Fourier en (3.4), se puede expresar el espectro del patrón de ruido equivalente como (3.5), donde  $w_m$  es la frecuencia del perfil de modulación,  $V_m(t)$ , expresada en radianes por segundo (2.11).



$$\begin{aligned}
 S_{CDFM-T_m}(w) &= F \{s_{CDFM-T_m}(t)\} = NAD_c \delta(w) + \\
 &+ \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \left( \frac{1 - e^{-j2\pi n}}{1 - e^{-\frac{j2\pi n}{N}}} \right) \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{-j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{-j2\pi n H_k}{T_m}} \right) \delta(w - n\omega_m) \right) \quad (3.5)
 \end{aligned}$$

De acuerdo con (2.13), donde se expresa en el dominio frecuencial la forma de onda correspondiente a un patrón de conmutación cuando se aplica la técnica *SFM*, es posible expresar la ecuación (3.5) como (3.6), donde  $S_{SFM}(w)$  corresponde al espectro obtenido si solamente se aplicase la técnica *SFM* sobre cada uno de los  $N$  patrones de conmutación (3.7), y  $E_{CDFM-T_m}(w)$  representa la influencia del retardo introducido (3.8).

$$S_{CDFM-T_m}(w) = E_{CDFM-T_m}(w) S_{SFM}(w) \quad (3.6)$$

$$S_{SFM}(w) = NAD_c \delta(w) + N \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{-j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{-j2\pi n H_k}{T_m}} \right) \delta(w - n\omega_m) \right) \quad (3.7)$$

$$E_{CDFM-T_m}(w) = \frac{1}{N} \left( \frac{1 - e^{-j2\pi n}}{1 - e^{-\frac{j2\pi n}{N}}} \right) \quad (3.8)$$

$|E_{CDFM-T_m}(w)|$  vale 1 cuando  $n$  es múltiplo de  $N$  y cero para el resto de valores de  $n$ , tal y como se demuestra en [37]. Consecuentemente, la expresión (3.6) puede ser descrita a partir de (3.9).

$$S_{CDFM-T_m}(w) = NAD_c \delta(w) + N \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{-j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{-j2\pi n H_k}{T_m}} \right) \delta(w - nN\omega_m) \right) \quad (3.9)$$

De la expresión (3.9) se puede extraer que las bandas laterales debidas al proceso de modulación, estarán separadas  $Nf_m$ , mientras que si no se introduce ningún retardo entre los  $N$  patrones de conmutación, dicha separación corresponde con  $f_m$  [29, 40, 42]. Este efecto se pone

de manifiesto en la Figura 3.3, donde se compara el espectro estimado de las perturbaciones conducidas cuando se aplica exclusivamente la técnica *SFM* y cuando se aplica el esquema de modulación *CDFM-Tm*.

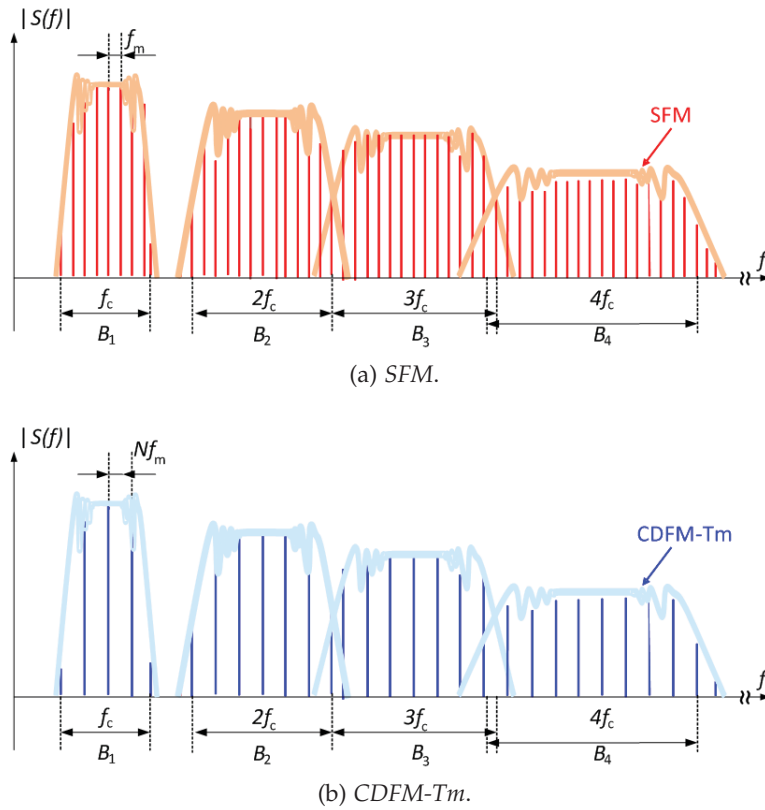


Figura 3.3: Contenido frecuencial de la suma de los patrones de conmutación. (a) *SFM*. (b) *CDFM-Tm*.

Uno de los parámetros que limita la máxima atenuación que se puede obtener cuando se aplica la técnica *SFM*, es la mínima distancia de separación entre bandas laterales, es decir, el valor mínimo de  $f_m$ . Dicho valor ha de ser superior al ancho de banda de resolución del receptor *EMI* (*RBW*, *Resolution Bandwidth*) utilizado a la hora de realizar la medida de las perturbaciones conducidas y fijado por las directivas de *EMC* [40, 42, 48]. Esto evita que el receptor *EMI* no integre varias bandas laterales del espectro de frecuencias en una sola de mayor amplitud. No obstante, cuando se aplica el esquema de modulación *CDFM-Tm*, dicha distancia se ve incrementada en un factor  $N$ , así que es posible aumentar  $m_f$  en el mismo factor de acuerdo con (2.28), ya que ahora el valor mínimo de  $f_m$  viene dado por (3.10).

$$f_m > \frac{RBW}{N} \quad (3.10)$$

3.1.2 Constant Delay  $T_c$  with switching Frequency Modulation (CDFM- $T_c$ )

Este esquema es igual que el anterior, con la diferencia de que el retardo  $\alpha_i$  ahora es función del valor nominal del periodo de conmutación,  $T_c$ , tal y como se muestra en la Figura 3.4. El retardo a aplicar viene dado por (3.11).

$$\alpha_i = \frac{T_c}{N} (i - 1) \quad (3.11)$$

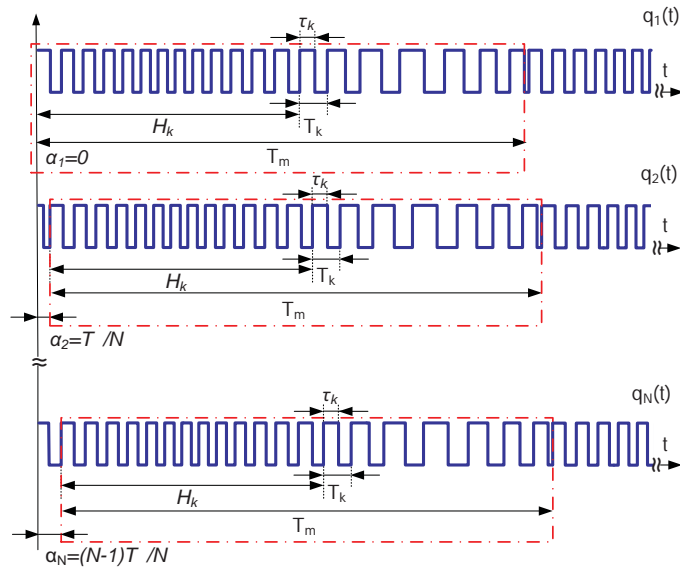


Figura 3.4: CDFM- $T_c$ . Patrón de conmutación para  $N$  convertidores.

En este caso, a partir de los parámetros de la Tabla 3.1 para la modulación CDFM- $T_c$  y considerando que  $H_{k,i} = H_k$  para  $\forall i$  (Figura 3.4), la expresión (3.2) se puede reescribir como (3.12).

$$\begin{aligned} q_i(t) &= \frac{A}{T_m} \sum_{k=1}^L D_c T_k + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} \right) e^{-\frac{j2\pi n T_c (i-1)}{T_m N}} e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) = \\ &= \frac{A}{T_m} D_c \sum_{k=1}^L T_k + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \cdot \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} \right) e^{-\frac{j2\pi n T_c (i-1)}{L T_c N}} e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) = \\ &= \frac{A}{T_m} D_c T_m + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} \right) e^{-\frac{j2\pi n (i-1)}{LN}} e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) = \\ &= A D_c + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} \right) e^{-\frac{j2\pi n (i-1)}{LN}} e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) \end{aligned} \quad (3.12)$$

De acuerdo con (3.12), el patrón de ruido equivalente,  $s_{CDFM-T_c}(t)$ , se puede expresar como (3.13),

$$\begin{aligned}
s_{CDFM-T_c}(t) &= \sum_{i=1}^N q_i(t) = NAD_c + \\
&+ \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{i=1}^N \left( e^{\frac{-j2\pi n(i-1)}{NL}} \right) \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{\frac{-j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{\frac{-j2\pi n H_k}{T_m}} \right) e^{\frac{-j2\pi n t}{T_m}} \right) = \\
&= NAD_c + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \left( \frac{1 - e^{\frac{-j2\pi n}{L}}}{1 - e^{\frac{-j2\pi n}{NL}}} \right) \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{\frac{-j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{\frac{-j2\pi n H_k}{T_m}} \right) e^{\frac{-j2\pi n t}{T_m}} \right) \quad (3.13)
\end{aligned}$$

y su transformada de Fourier como (3.14),

$$\begin{aligned}
S_{CDFM-T_c}(w) &= F \{s_{CDFM-T_c}(t)\} = NAD_c \delta(w) + \\
&+ \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \left( \frac{1 - e^{\frac{-j2\pi n}{L}}}{1 - e^{\frac{-j2\pi n}{NL}}} \right) \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{\frac{-j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{\frac{-j2\pi n H_k}{T_m}} \right) \delta(w - n\omega_m) \right) = \\
&= E_{CDFM-T_c}(w) \cdot S_{SFM}(w) \quad (3.14)
\end{aligned}$$

donde  $E_{CDFM-T_c}(w)$  corresponde con (3.15).

$$E_{CDFM-T_c}(w) = \frac{1}{N} \left( \frac{1 - e^{\frac{-j2\pi n}{L}}}{1 - e^{\frac{-j2\pi n}{NL}}} \right) \quad (3.15)$$

$|E_{CDFM-T_c}(w)|$  vale cero cuando  $n = hL$  para  $h = 1, 2, \dots, \infty$ , excepto cuando  $h$  es múltiplo de  $N$ . En este caso, es posible predecir una cancelación de los armónicos cuya frecuencia es múltiplo de  $Lf_m$ , excepto los múltiplos de  $NLf_m$ . Como  $Lf_m = f_c$ , según (2.3), la cancelación se produce a múltiplos de  $f_c$  excepto los múltiplos de  $Nf_c$ , igual que ocurre en el caso de aplicar exclusivamente la técnica de *interleaving*, sin modular en frecuencia. En la Figura 3.5 se muestra como la envolvente de  $|E_{CDFM-T_c}(w)|$  además de lograr una cancelación de determinados armónicos, también va a reducir la amplitud de las bandas laterales que no estén centradas a frecuencias múltiplos de  $Nf_c$ .

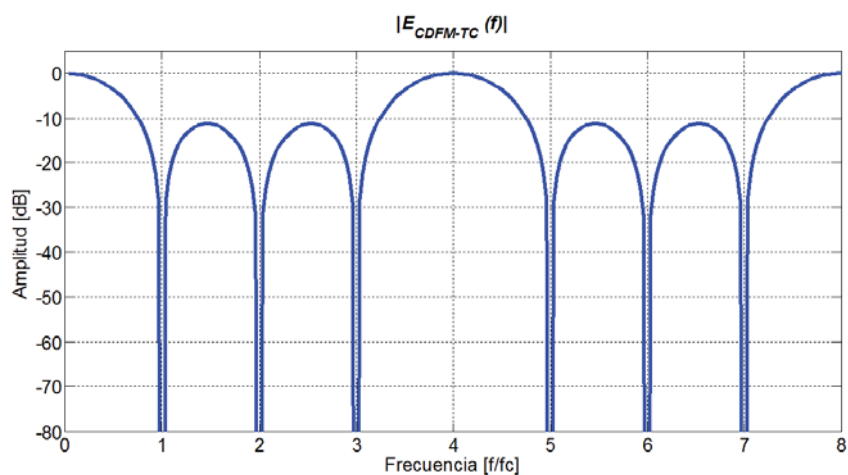


Figura 3.5: Efecto del retardo introducido en el esquema de modulación CDFM-Tc para  $N = 4$ .

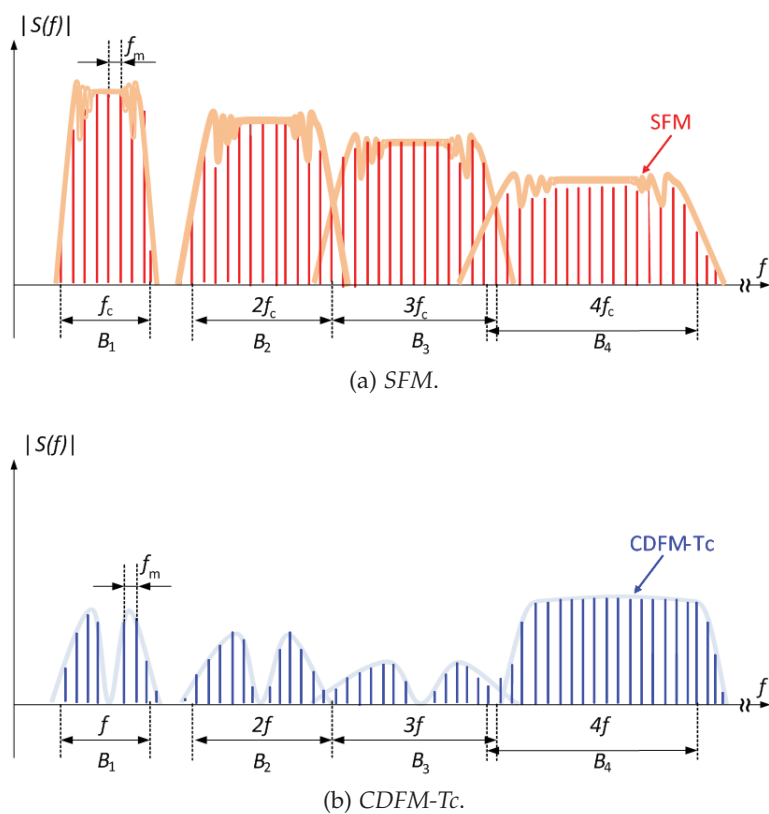


Figura 3.6: Contenido frecuencial de la suma de los patrones de conmutación para  $N = 4$ . (a) SFM. (b) CDFM-Tc.

En la Figura 3.6 se muestra el espectro estimado de las perturbaciones conducidas cuando se aplica exclusivamente la técnica SFM y cuando se aplica el esquema de modulación CDFM-Tc. Comparando ambas figuras, se puede observar como el esquema de modulación propuesto,

además de una cancelación de determinados armónicos, ofrece una reducción de la amplitud de las bandas laterales generadas en el proceso de modulación, cuya frecuencia central es múltiplo de  $f_c$ , excepto aquellas que son múltiplos de  $Nf_c$ .

### 3.1.3 Variable Delay with switching Frequency Modulation (VDFM)

El esquema de modulación *VDFM* aplica el concepto de la técnica de *interleaving* en cada ciclo de conmutación. Para ello, se combina la técnica de modulación en frecuencia (*SFM*) con la de modulación de la posición del pulso (*PPM*). Al aplicar la modulación *PPM*, se logra obtener un retardo variable en el inicio de cada uno de los pulsos que conforman cada uno de los  $N$  patrones de conmutación,  $\varepsilon_{k,i}$ , tal y como se puede observar en la Figura 3.7. Dicho retardo es constante e igual a cero en el primer patrón de conmutación,  $q_1(t)$ , pero varía en los siguientes patrones de conmutación en función del periodo instantáneo de conmutación,  $T_{k,i}$ , (3.16).

$$\varepsilon_{k,i} = \frac{T_{k,i}}{N} (i - 1) \quad (3.16)$$

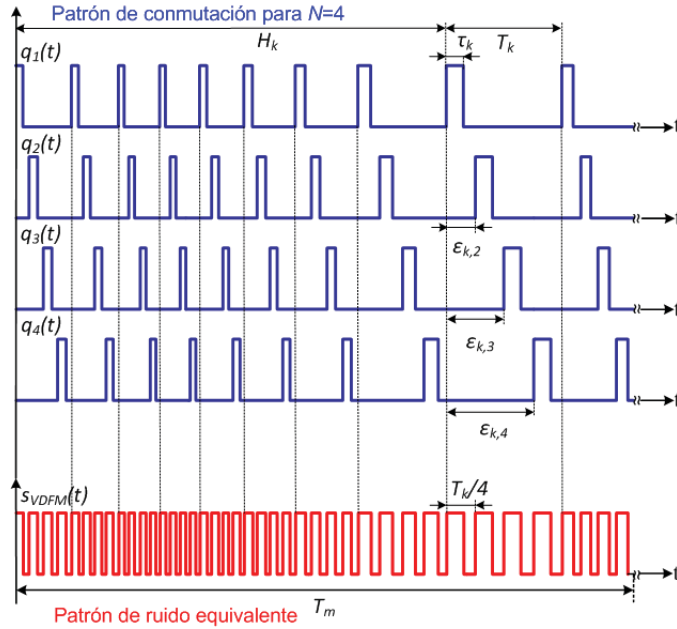
En este caso, el patrón de ruido equivalente,  $s_{VDFM}(t)$ , puede ser estimado como una señal cuadrada modulada en frecuencia, con una frecuencia central  $N$  veces superior a la frecuencia central de cada uno de los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ , tal y como puede observarse en la Figura 3.7.

De acuerdo con (3.2) y los parámetros reflejados en la Tabla 3.1, la forma de onda correspondiente a cada patrón de conmutación,  $q_i(t)$ , cuando se aplica la modulación *VDFM*, se puede expresar como (3.17).

$$q_i(t) = \frac{A}{T_m} \sum_{k=1}^L D_c T_k + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n}{T_m} \left( \frac{T_{k,i}}{N} (i-1) + H_{k,i} \right)} \right) e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) \quad (3.17)$$

Considerando que  $H_{k,i} = H_k$  y  $T_{k,i} = T_k$  para  $\forall i$ , tal y como se ilustra en la Figura 3.7, la expresión (3.17) se puede reescribir como (3.18).

$$\begin{aligned}
 q_i(t) &= \frac{A}{T_m} \sum_{k=1}^L D_c T_k + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n}{T_m} \left( \frac{T_{k,i}}{N} (i-1) + H_{k,i} \right)} \right) e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) = \\
 &= \frac{A}{T_m} D_c \sum_{k=1}^L T_k + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n}{T_m} \left( \frac{T_{k,i}}{N} (i-1) + H_{k,i} \right)} \right) e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) = \\
 &= \frac{A}{T_m} D_c T_m + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n}{T_m} \left( \frac{T_{k,i}}{N} (i-1) + H_{k,i} \right)} \right) e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) = \\
 &= A D_c + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n}{T_m} \left( \frac{T_{k,i}}{N} (i-1) + H_{k,i} \right)} \right) e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) \quad (3.18)
 \end{aligned}$$


 Figura 3.7: VDFM. Patrón de conmutación para  $N = 4$ .

El patrón de ruido equivalente,  $s_{VDFM}(t)$ , queda expresado como (3.19).

$$\begin{aligned}
 s_{VDFM}(t) &= \sum_{i=1}^N q_i(t) = N A D_c + \\
 &+ \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \sum_{i=1}^N \left( e^{-\frac{-2\pi n T_k (i-1)}{N T_m}} \right) \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} \right) e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) = \\
 &= N A D_c + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left( \frac{1 - e^{-\frac{j2\pi n T_k}{T_m}}}{1 - e^{-\frac{j2\pi n T_k}{N T_m}}} \right) \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} \right) e^{-\frac{j2\pi n t}{T_m}} \right) \quad (3.19)
 \end{aligned}$$

Aplicando la transformada de Fourier en (3.19), se puede representar el espectro de frecuencias del patrón del ruido equivalente,  $s_{VDFM}(t)$ , como (3.20).

$$S_{VDFM}(w) = F \{s_{VDFM}(t)\} = NAD_c \delta(w) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{A}{j\pi n} \sum_{k=1}^L \left( \left( \frac{1 - e^{-\frac{j2\pi n T_k}{T_m}}}{1 - e^{-\frac{j2\pi n T_k}{NT_m}}} \right) \left[ 1 - e^{-\frac{j2\pi n D_c T_k}{T_m}} \right] e^{-\frac{j2\pi n H_k}{T_m}} \right) \delta(w - n\omega_m) \right) \quad (3.20)$$

A partir de la expresión (3.20) se hace difícil representar el efecto que produce sobre las perturbaciones conducidas el parámetro  $\varepsilon_{k,i}$  introducido. Sin embargo, si se tiene en cuenta la forma de onda correspondiente al patrón de ruido equivalente,  $s_{VDFM}(t)$ , ésta puede ser estimada como una señal cuadrada modulada en frecuencia, con una frecuencia central  $N$  veces superior a la frecuencia central de cada uno de los patrones de conmutación,  $q_i(t)$  (Figura 3.7). Por tanto, se puede predecir que únicamente aparecerán las bandas laterales centradas alrededor de frecuencias múltiplos de  $Nf_c$ .

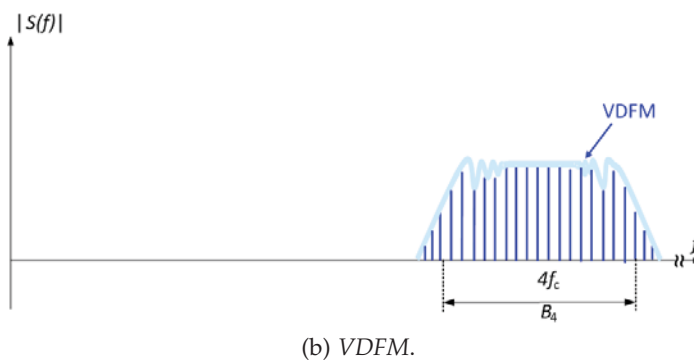
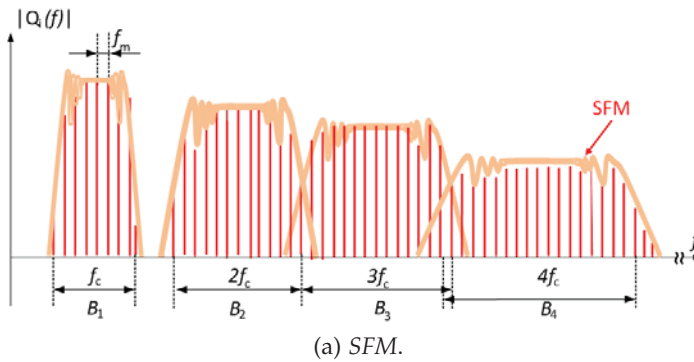


Figura 3.8: Contenido frecuencial de la suma de los patrones de conmutación para  $N = 4$ . (a) SFM. (b) VDFM.



En la Figura 3.8 se puede observar el espectro correspondiente a cada uno de los patrones de conmutación y al patrón del ruido equivalente para un sistema formado por 4 convertidores ( $N = 4$ ). Si se comparan ambas figuras, se observa como en el espectro correspondiente al ruido equivalente,  $S(f)$ , solamente aparecen las bandas laterales centradas a frecuencias múltiplos de  $Nf_c$ .

#### 3.1.4 Comparativa entre los esquemas de modulación CDFM-Tm, CDFM-Tc y VDFM

Con el fin de estudiar el impacto de cada uno de los esquemas de modulación propuestos sobre la reducción de las perturbaciones conducidas, se ha evaluado el espectro correspondiente al patrón de ruido equivalente,  $s(t)$ , cuando se aplica exclusivamente la técnica de SFM y para cada uno de los esquemas de modulación propuestos. Para ello, se ha utilizado un perfil de modulación triangular y los valores de los parámetros de modulación reflejados en la Tabla 3.2, donde  $A$  representa la amplitud de cada uno de los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ .

Modulaciones	$f_c$ [kHz]	$\Delta f_c$ [kHz]	$f_m$ [kHz]	$D_c$ [%]	$A$	$N$
SFM	300	60	10	13,5	1	4
CDFM-Tm						
CDFM-Tc						
VDFM						

Tabla 3.2: Parámetros de los esquemas de modulación propuestos.

La Figura 3.9 muestra los espectros de frecuencias obtenidos.

Al comparar los espectros de SFM y CDFM-Tm, Figura 3.9a y Figura 3.9b, se puede apreciar que el esquema de modulación CDFM-Tm logra cancelar los armónicos cuya frecuencia no es múltiplo de  $Nf_m$ . Esto provoca que aumente la distancia de separación entre bandas laterales consecutivas. En este caso, los armónicos que no se cancelan no reducen su amplitud. Sin embargo, sí que se observa una reducción de la envolvente del espectro a frecuencias inferiores a los 400 kHz. Esta reducción es debida a la cancelación de armónicos, que provoca además una menor contribución de armónicos a frecuencias bajas, por debajo de  $f_c$ .

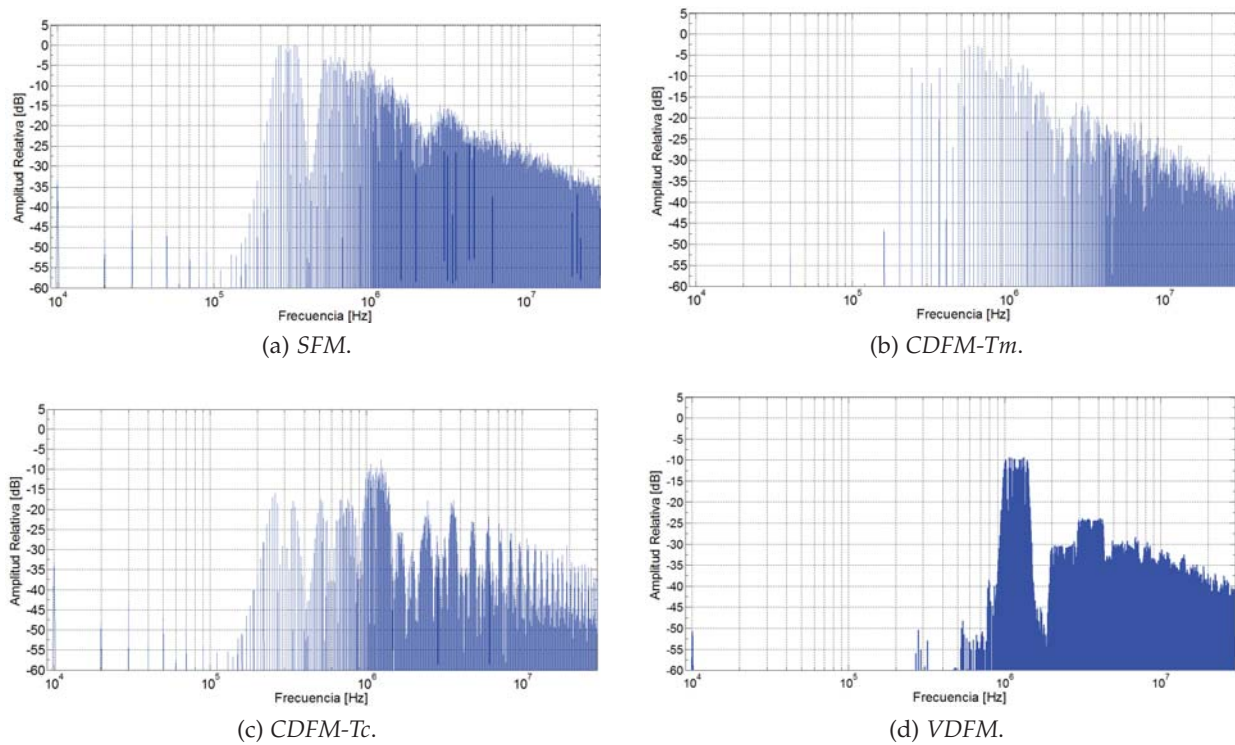


Figura 3.9: Comparativa entre los diferentes esquemas de modulación en el dominio frecuencial. (a) *SFM*. (b) *CDFM-Tm*. (c) *CDFM-Tc*. (d) *VDFM*.

En el caso de aplicar la modulación *CDFM-Tc*, tal y como se puede apreciar en la Figura 3.9c, se obtiene una cancelación de los armónicos cuya frecuencia es múltiplo de  $f_c$ , excepto múltiplos de  $Nf_c$ . También es posible apreciar como la amplitud de los armónicos de las bandas laterales se han atenuado como mínimo 10 dB, excepto las bandas laterales centradas a frecuencias múltiplos de  $Nf_c$ . No obstante, a frecuencias inferiores a  $f_c$  ambos espectros coinciden.

En la Figura 3.9d se puede observar como la modulación *VDFM* en comparación con la técnica *SFM* (Figura 3.9a) ofrece una cancelación de las bandas laterales generadas en el proceso de modulación en frecuencia, excepto las centradas a frecuencias múltiplos de  $Nf_c$ . Además, también se aprecia una reducción de la amplitud de los armónicos a frecuencias bajas, por debajo de  $f_c$ . Por consiguiente, se establece que desde el punto de vista de *EMC*, la modulación que ofrece mejores beneficios es la *VDFM*.

A continuación se analiza con más detalle la modulación *VDFM*.

### 3.2 CONSIDERACIONES PRÁCTICAS RELACIONADAS CON EL ESQUEMA DE MODULACIÓN VDFM

En el apartado 3.1.4 se ha puesto de manifiesto como el esquema de modulación *VDFM* provoca que en el espectro del patrón de ruido equivalente,  $S(f)$ , solo aparezcan los armónicos de las bandas laterales centradas a frecuencias múltiplos de  $Nf_c$ . Si tenemos en cuenta que cuando se aplica exclusivamente la técnica de *interleaving* se produce una cancelación de los armónicos, excepto aquellos cuya frecuencia es múltiplo de  $Nf_c$ , se puede asumir que el esquema de modulación *VDFM* produce una dispersión de la energía de los armónicos que no se cancelan aplicando exclusivamente la técnica de *interleaving*.

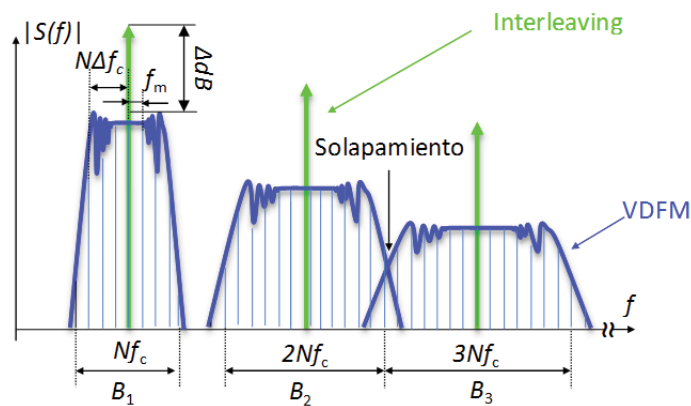


Figura 3.10: Comparativa del espectro de las perturbaciones entre la técnica de *interleaving* y *VDFM*.

En la Figura 3.10, se representa el espectro del patrón de ruido equivalente que se obtiene cuando se aplica exclusivamente la técnica de *interleaving* y cuando se aplica la modulación *VDFM*. La reducción de la amplitud de los armónicos obtenida con la modulación *VDFM* depende de la desviación máxima de la frecuencia de  $s(t)$  y de la frecuencia de modulación  $f_m$ . La máxima desviación de la frecuencia de  $s(t)$  es el parámetro que define principalmente el ancho de banda efectivo de cada uno de los armónicos de las perturbaciones,  $B_h$ , y la distancia entre las bandas laterales corresponde con  $f_m$ , al igual que ocurre con la técnica *SFM* [40].

El ancho de banda efectivo de cada uno de los armónicos interferentes puede ser calculado a partir de la regla de Carson. Para  $N = 1$ , el patrón de ruido equivalente es igual al patrón de conmutación. Así que el 98 % del total de energía de cada uno de los armónicos está dentro del

ancho de banda definido por (3.21), donde  $h$  es el orden del armónico, y  $\Delta f_c$  es la desviación máxima de la frecuencia de cada uno de los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ .

$$B_h = 2 \cdot (h \cdot \Delta f_c + f_m) \quad (3.21)$$

Sin embargo, para  $N > 1$  el valor máximo y mínimo del período instantáneo de conmutación de  $s(t)$  se reduce en  $N$ , tal y como se ilustra en la Figura 3.7. Por consiguiente, la desviación máxima de la frecuencia de  $s(t)$  es  $N$  veces mayor que la desviación máxima de la frecuencia de cada uno de los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ . Por tanto,  $B_h$  se incrementa linealmente con el número de convertidores, como muestra la expresión (3.22).

$$B_h = 2 \cdot (N \cdot h \cdot \Delta f_c + f_m) \quad (3.22)$$

Es posible predecir la reducción de la amplitud de los armónicos de las perturbaciones para un perfil de modulación en concreto, a partir de la relación entre  $\Delta f_c$  y  $f_m$  que define el índice de modulación,  $m_f$ , y el número de convertidores que componen el sistema modular,  $N$ . A continuación se elabora un modelo matemático para la predicción de dicha reducción.

### 3.2.1 Influencia de los parámetros de modulación y del número de convertidores

En este apartado se estudia el impacto de los parámetros de modulación y el número de convertidores,  $N$ , cuando se aplica el esquema de modulación *VDFM*. La reducción de la amplitud de las perturbaciones,  $\Delta dB_h$ , se ha definido como la diferencia en *dB* entre la amplitud máxima de la envolvente del espectro modulado, cuando se aplica *VDFM*, y la amplitud del armónico  $h$  cuando no se modula en frecuencia los patrones de conmutación, es decir, cuando se aplica exclusivamente la técnica de *interleaving* (Figura 3.10).

Si se aplica exclusivamente la técnica *SFM*, tal y como se ha visto en el apartado 2.1.4,  $\Delta dB_h$  solamente depende del índice de modulación,  $m_f$ , y del orden del armónico,  $h$ . Para un perfil de modulación triangular se puede estimar a partir de (2.27). Sin embargo, al aplicar el esquema de modulación *VDFM*, es necesario considerar también el número de convertidores o fases,  $N$ , que

conforman el sistema. Esto es debido a que la desviación máxima de la frecuencia del patrón de ruido equivalente,  $s(t)$ , es proporcional a  $N$ . Por tanto,  $\Delta dB_h$  se puede aproximar por (3.23) para un perfil de modulación triangular y  $m_f > 1$ .

$$\Delta dB_h \approx -10 \log_{10} (N \cdot h \cdot m_f) \quad (3.23)$$

El índice de modulación,  $m_f$ , y  $N$  se convierten en una figura de mérito muy útil para estimar la reducción de la amplitud de los armónicos de las perturbaciones para el esquema de modulación *VDFM*. Un incremento de  $m_f$  o  $N$  provoca una mayor atenuación de la amplitud de los armónicos interferentes. No obstante, es necesario tener en cuenta algunas consideraciones que limitan el valor máximo de  $m_f$ . El valor mínimo de  $f_m$  está limitado por el *RBW* del receptor *EMI* utilizado en la medida. De hecho, es importante satisfacer la condición  $f_m > \text{RBW}$ , tal y como se explica en [40, 42, 51]. Otra consideración importante es el valor máximo de  $\Delta f_c$ . Un valor excesivo de  $\Delta f_c$  origina un efecto de solapamiento entre bandas laterales consecutivas, obteniendo una reducción de los beneficios de la técnica *VDFM*, igual que sucede con la técnica *SFM* [42, 58].

Para encontrar el valor máximo de  $m_f$ , la forma de la envolvente de las bandas laterales, producidas por el proceso de modulación en frecuencia, se ha aproximado al de una ventana rectangular, cuyo ancho de banda viene dado por (3.22). Aunque la forma de la envolvente de las bandas laterales no corresponde con una ventana rectangular perfecta y depende del perfil de modulación,  $V_m(t)$ , esta aproximación permitirá encontrar el valor de  $m_f$  en el que el efecto de solapamiento comienza a aparecer. Aproximadamente, el efecto de solapamiento se produce de acuerdo con (3.24).

$$Nhf_c + \frac{B_h}{2} = N(h+1)f_c - \frac{B_{h+1}}{2} \quad (3.24)$$

Sustituyendo (3.22) en (3.24) se puede obtener el valor máximo de  $m_f$ , dado por (3.25).

$$m_f \leq \frac{Nf_c - 2f_m}{N(2h+1)f_m} \quad (3.25)$$

Así, el modelo propuesto para predecir la reducción de la amplitud definido en (3.23) es válido para los valores de  $m_f$  comprendidos entre 1 y el valor máximo definido por (3.25).

### 3.2.2 Validación del modelo teórico propuesto

Para validar la expresión (3.23) y obtener un comportamiento gráfico de la reducción de la amplitud correspondiente a la componente fundamental, se ha evaluado la amplitud de la componente fundamental correspondiente a una señal senoidal modulada en frecuencia, empleando un perfil de modulación triangular,  $V_m(\tau)$ . En (3.26) se define la señal senoidal utilizada, donde  $A_c$  es la amplitud de la portadora senoidal y la amplitud de  $V_m(\tau)$  define la desviación máxima de la frecuencia,  $\Delta f_c$ . En este caso, el efecto de solapamiento espectral no se ha considerado. Los diferentes valores de  $m_f$  han sido generados manteniendo constante la frecuencia del perfil de modulación,  $f_m$  y variando  $\Delta f_c$ , teniendo en cuenta la influencia del número de convertidores o fases sobre el patrón de ruido equivalente.

$$V_{FM}(t) = A_c \cos \left[ 2\pi N f_c t + \int_0^t 2\pi N V_m(\tau) d\tau \right] \quad (3.26)$$

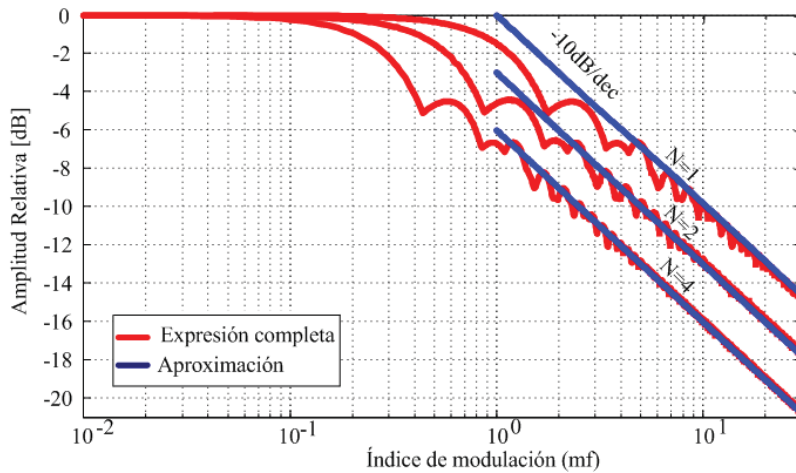


Figura 3.11: Reducción de la amplitud de la componente fundamental en función de  $m_f$  y  $N$  aplicando la técnica VDFM (Expresión completa vs Aproximación).

$N$	$m_f$	Expresión completa $\Delta dB$ [dB]	Aproximación $\Delta dB$ [dB]	Error relativo [%]
1	2	-4,71	-3,01	-36,09
	4	-6,75	-6,02	-10,81
	6	-8,90	-7,78	-12,57
	8	-9,49	-9,03	-4,84
	10	-9,86	-10	1,42
	12	-10,87	-10,79	-0,72
2	2	-6,59	-6,02	-8,64
	4	-9,42	-9,03	-4,13
	6	-10,63	-10,79	1,52
	8	-11,87	-12,04	1,44
	10	-12,72	-13,01	2,28
	12	-13,68	-13,80	0,89
4	2	-9,46	-9,03	-4,54
	4	-11,91	-12,04	1,10
	6	-13,67	-13,80	0,97
	8	-14,97	-15,05	0,54
	10	-15,89	-16,02	0,82
	12	-16,77	-16,81	0,25

Tabla 3.3: Reducción de la amplitud de la componente fundamental en función de  $m_f$  y  $N$  aplicando la técnica VDFM (Expresión completa vs Aproximación).

En la Figura 3.11 se muestra la comparativa entre los resultados obtenidos a partir de la expresión completa (3.26) y los obtenidos evaluando la aproximación establecida en (3.23). Se puede observar como los resultados correspondientes con la expresión completa (3.26) tienen un comportamiento logarítmico para  $m_f > 1$ , aproximadamente igual a los resultados obtenidos con la expresión (3.23). Para  $N = 1$  la reducción de la amplitud de la componente fundamental es la misma que se obtiene si se aplica exclusivamente la técnica SFM. Sin embargo, si se aumenta el número de convertidores se observa una atenuación mayor. En el caso de  $N = 2$ , se obtiene un incremento en la reducción aproximadamente de 3 dB, y 6 dB para  $N = 4$ . En la Tabla 3.3 se reflejan los resultados obtenidos para diferentes valores de  $m_f$  y  $N$ , así como el error relativo que se comente al utilizar la aproximación establecida en (3.23) en lugar de la expresión (3.26). Al emplear la expresión (3.23), se comete un error relativo inferior al  $\pm 5\%$  para  $m_f > 6$ .

### 3.3 CONCLUSIONES

En este capítulo se han comparado tres esquemas de modulación que combinan las técnicas de *interleaving* y modulación en frecuencia, *SFM*, con el objetivo de reducir las perturbaciones conducidas en sistemas de alimentación modulares con conexión en paralelo. El primer esquema, *Constant Delay  $T_m$  with switching Frequency Modulation (CDFM- $T_m$ )*, consiste en la aplicación de un retardo constante en cada patrón de conmutación modulado en frecuencia, en función del periodo del perfil de modulación,  $T_m$ . El segundo, *Constant Delay  $T_c$  with switching Frequency Modulation (CDFM- $T_c$ )*, es similar al anterior, pero en este caso el retardo a aplicar está en función del valor nominal del periodo de conmutación,  $T_c$ . Por último, el esquema de modulación *Variable Delay with switching Frequency Modulation (VDFM)*, se basa en aplicar un retardo variable en el inicio de cada pulso de los patrones de conmutación modulados en frecuencia, con el objetivo que se cumpla la filosofía de la técnica de *interleaving* en cada ciclo de conmutación. Es decir, la técnica *VDFM* aplica conjuntamente la modulación en frecuencia (*SFM*) y la modulación de la posición del pulso (*PPM*).

Los tres esquemas de modulación propuestos han sido evaluados analizando el espectro correspondiente a la combinación de los  $N$  patrones de conmutación. A partir de los resultados obtenidos, se ha puesto de manifiesto que desde el punto de vista de *EMC*, el esquema de modulación *VDFM* es el que ofrece una mayor atenuación de la amplitud de los armónicos de las perturbaciones conducidas. Parte de los resultados obtenidos han sido presentados en [P4, P5].

Para finalizar, se ha elaborado un modelo matemático para el esquema de modulación *VDFM* con el objetivo de poder predecir la reducción correspondiente a la amplitud del armónico fundamental en función de los parámetros de modulación y en número de convertidores,  $N$ , del sistema. Cuando aumenta el número de convertidores,  $N$ , la técnica *VDFM* produce un notable incremento en la atenuación de la amplitud de las perturbaciones en comparación con la técnica de *interleaving*, alrededor de  $3\text{ dB}$  para  $N = 2$  y  $6\text{ dB}$  para el  $N = 4$ . A partir del modelo matemático obtenido, también es posible predecir el valor de  $m_f$  necesario para obtener la atenuación requerida, y así cumplir con las directivas de *EMC*. No obstante, es importante tener en cuenta que el valor máximo de  $m_f$  está limitado por el efecto de solapamiento espectral.



---

## IMPLEMENTACIÓN DE TÉCNICAS HÍBRIDAS MODULACIÓN/INTERLEAVING EN SISTEMAS MODULARES

---

**E**N este capítulo se describe la planta experimental utilizada para validar las conclusiones extraídas en el capítulo 3. En primer lugar, se describen sus características generales (margen de tensión de entrada, tensión de salida, etc.). A continuación, se aborda el diseño del lazo de regulación, basado en un único lazo de tensión utilizando un *PID* digital. Finalmente, se detalla la implementación de las técnicas *CDFM-T<sub>m</sub>*, *CDFM-T<sub>c</sub>* y *VDFM*, expuestas en el capítulo 3, sobre una Field Programmable Gate Array (*FPGA*).

### 4.1 PLANTA EXPERIMENTAL

La planta experimental está formada por un convertidor *buck* de cuatro fases, trabajando en modo de conducción continuo (*CCM*), cuyo esquema aparece en la Figura 4.1. Las principales condiciones de operación se resumen en la Tabla 4.1. Aunque su diseño no responde a ninguna aplicación en concreto, se ha intentado que los valores sean representativos de las especificaciones estándar para esta clase de convertidores DC/DC. Normalmente, en estos sistemas se obtiene una eficiencia entre el 80-90%, con un margen de regulación de la tensión de salida,  $\Delta V_{out}$ , entre 1-2% del valor nominal,  $V_{out}$  [20]. Por otro lado, también han de poder trabajar con un margen de tensión de entrada,  $\Delta V_{in}$ , correspondiente al 20% del valor nominal,  $V_{in}$ , cuando la tensión de entrada se obtiene a través de un rectificador [8].

Cabe señalar que no es un objetivo de la tesis desarrollar un sistema de altas prestaciones, si no el de disponer de una planta experimental que permita la aplicación de los diferentes esquemas

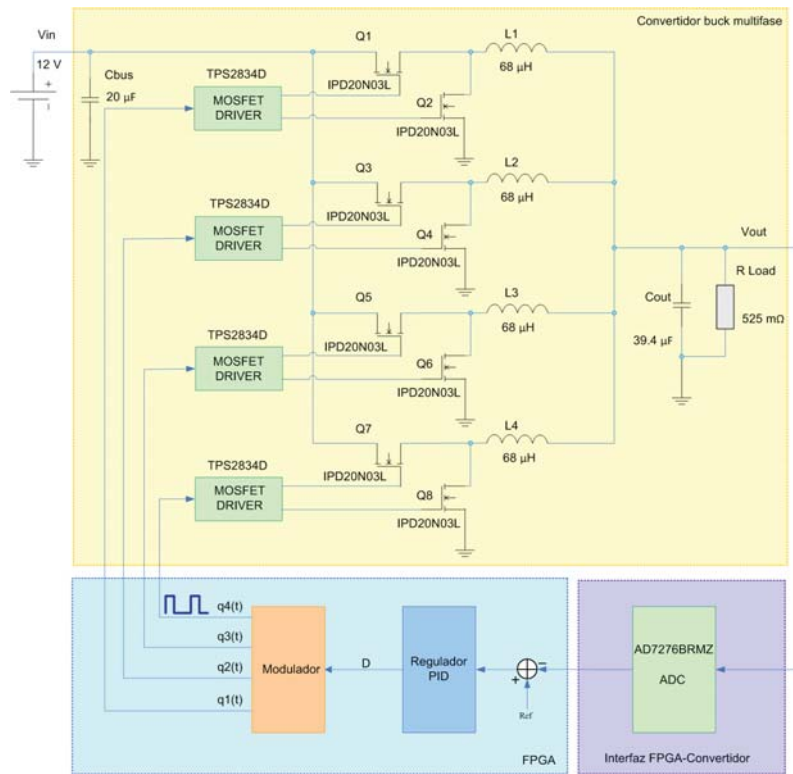


Figura 4.1: Esquema del convertidor *buck* multifase.

de modulación propuestos en el capítulo 3, con el fin de evaluar las ventajas e inconvenientes que ofrecen cada uno de ellos. Para cumplir este objetivo, se ha establecido una frecuencia de conmutación comprendida entre 240 kHz y 360 kHz, lo que permite aplicar las técnicas de modulación propuestas en el capítulo 3.

Tensión de entrada	Tensión de salida	Potencia	Frecuencia de conmutación	Eficiencia
10-14 Vdc	1,5 Vdc ± 30mVdc	4 W	$240 \text{ kHz} \leq f_c \leq 360 \text{ kHz}$	85 %

Tabla 4.1: Características de la planta experimental.

Existen diversas soluciones para la implementación del control de convertidores DC/DC que incluyen tanto la realización de un lazo de regulación analógico como digital. Sin embargo, cabe mencionar que con un control digital se obtienen una serie de ventajas frente a un control analógico. En primer lugar, los sistemas digitales ofrecen la posibilidad de una mayor reutilización del *hardware* diseñado, debido a su capacidad de reconfiguración. Por otro lado, también ofrecen una mayor inmunidad al ruido, lo que mejora la fiabilidad del sistema [59, 60]. Por todo ello, se ha optado por la implementación de un lazo de regulación digital.

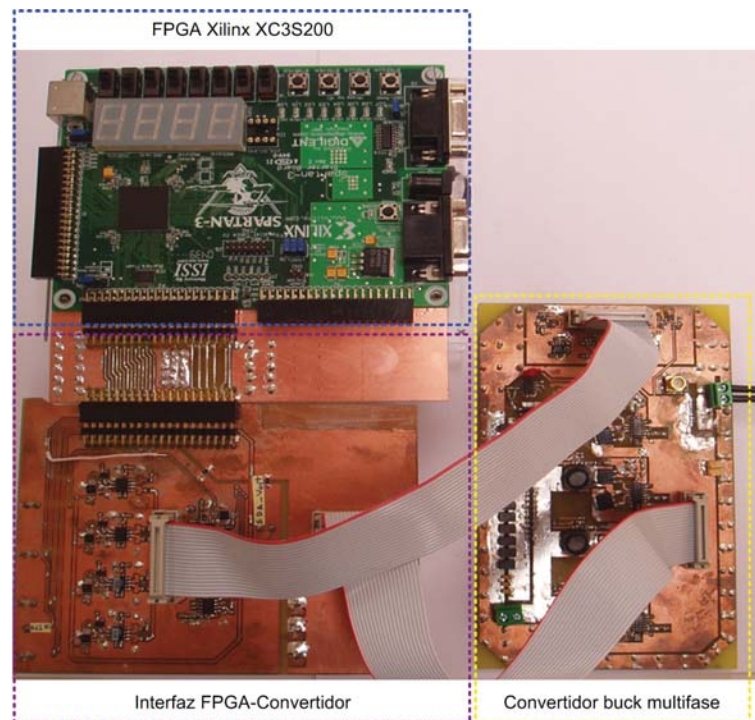


Figura 4.2: Planta experimental.

Concretamente, se ha optado por la implementación de un controlador *PID* sobre una Field Programmable Gate Array (*FPGA*). La utilización de una *FPGA* permite una gran flexibilidad en el proceso de diseño [61, 62], así como la implementación de las técnicas de reducción de *EMI* propuestas en el capítulo 3 con un mínimo coste de hardware adicional.

En la Figura 4.2 se puede observar la planta experimental utilizada. El lazo de regulación y las modulaciones propuestas se han implementado en la *FPGA* XC3S200 de la familia Spartan-3 de Xilinx.

#### 4.2 DISEÑO DEL LAZO DE REGULACIÓN

El lazo de regulación digital se ha diseñado empleando exclusivamente un lazo de tensión, evitando el uso de lazos de corrientes. Ésta es una situación frecuente en el caso de convertidores *buck* multifase, sobre todo cuando el número de convertidores conectados en paralelo es elevado [63].

La Figura 4.3 muestra la estructura del lazo de control a diseñar, donde:

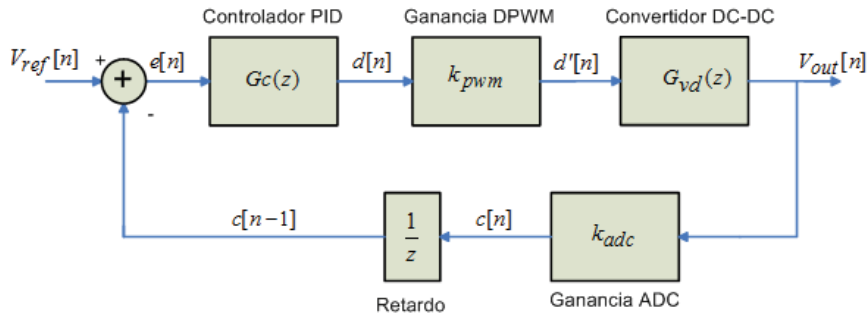


Figura 4.3: Diagrama del lazo de control digital.

- $G_{vd}(z)$ : Es la función de transferencia en pequeña señal del convertidor.
- $G_c(z)$ : Es la función de transferencia del controlador a diseñar.
- $k_{pwm}$ : Corresponde con la ganancia del modulador por ancho de pulso digital (DPWM)
- $k_{adc}$ : Es la ganancia del convertidor analógico-digital (ADC).

El primer paso a realizar para el diseño del lazo de regulación, consiste en modelar la planta a controlar. Para ello, basta con considerar que el modelo de un convertidor *buck* multifase, es equivalente al modelo correspondiente a un convertidor *buck* de una fase, cuya inductancia,  $L_{eq}$ , es el paralelo de las inductancias de las  $N$  fases [64, 65]. De acuerdo con [66, 67] y considerando que los elementos pasivos que conforman el convertidor DC/DC son ideales, la función de transferencia discreta en pequeña señal del convertidor,  $G_{vd}(z)$ , viene dada por (4.1), donde  $T_{sample}$  es el periodo de muestreo,  $R_L$  y  $C_{out}$  corresponden con la impedancia de la carga y el condensador de salida respectivamente.

$$G_{vd}(z) = \frac{\frac{T_{sample}^2 \cdot V_{in}}{L_{eq} \cdot C_{out}}}{z^2 - \left(2 - \frac{T_{sample}}{R_L \cdot C_{out}}\right) \cdot z + \left(1 + \frac{T_{sample}^2}{L_{eq} \cdot C_{out}} - \frac{T_{sample}}{R_L \cdot C_{out}}\right)} \quad (4.1)$$

Una vez obtenido el modelo de la planta a controlar, es necesario modelar los bloques correspondientes al convertidor ADC y al modulador DPWM. Los valores de la ganancia del modulador DPWM,  $k_{pwm}$ , y del convertidor ADC,  $k_{adc}$ , vienen determinados por (4.2) y (4.3) respectivamente,

$$k_{pwm} = \Delta D \quad (4.2)$$

$$k_{adc} = \frac{2^{n_{adc}} - 1}{V_{max\_adc}} \quad (4.3)$$

donde:

- $\Delta D$ : Corresponde con la resolución del *DPWM*.
- $n_{adc}$ : Es el número de bits del convertidor *ADC*.
- $V_{max\_adc}$ : Es el margen de tensión del *ADC*, en este caso de 0 a 3,3 V.

Por último, la función de transferencia discreta del controlador *PID* viene dada por (4.4), donde:  $k_0$ ,  $k_1$  y  $k_2$  corresponden con los coeficientes que permiten la sintonización del controlador.

$$G_c(z) = \frac{d(z)}{e(z)} = \frac{k_0 + k_1 \cdot z^{-1} + k_2 \cdot z^{-2}}{(1 - z^{-1})} \quad (4.4)$$

A continuación se analizan en detalle los bloques correspondientes al convertidor *ADC*, *DPWM* y al controlador *PID*.

#### 4.2.1 Convertidor ADC

Un aspecto clave en la elección del convertidor *ADC* es su resolución,  $\Delta V_q$ . La resolución del convertidor *ADC*,  $\Delta V_q$ , ha de ser igual o inferior a la mínima variación permitida de la tensión de salida del convertidor *buck*,  $\Delta V_{out}$ , para satisfacer las especificaciones de regulación, tal y como se muestra en (4.5).

$$\Delta V_q \leq \Delta V_{out} \quad (4.5)$$

De acuerdo con la expresión (4.6),  $\Delta V_q$  depende del número de bits del convertidor *ADC*,  $n_{adc}$ , y de su margen de tensión,  $V_{max\_adc}$ , fijado a 3,3 V.

$$\Delta V_q = \frac{V_{max\_adc}}{2^{n_{adc}}} \quad (4.6)$$

Por consiguiente, el número de bits del convertidor *ADC* debe satisfacer la expresión (4.7).

$$n_{-adc} \geq \text{int} \left[ \log_2 \left( \frac{V_{max-adc}}{\Delta V_{out}} \right) \right] \quad (4.7)$$

Tal y como se refleja en la Tabla 4.1, la variación mínima de la tensión de salida en régimen estable del convertidor *buck*,  $\Delta V_{out}$ , corresponde con 30 mV. Así que a partir de (4.7) se fija el número de bits del convertidor *ADC* a 7, estableciéndose una resolución de 25,78 mV.

#### 4.2.2 Modulador por Ancho de Pulso Digital (DPWM)

Las especificaciones del bloque *DPWM* corresponden con uno de los puntos más críticos en el diseño del lazo de regulación. Un valor inadecuado de la resolución del *DPWM*,  $\Delta D$ , provoca la aparición de una oscilación no deseada en la salida del convertidor DC/DC, efecto conocido como *limit cycle* [68–72]. Para evitar este efecto, es necesario que el mínimo incremento de la tensión de salida del convertidor DC/DC, sea igual o inferior a la resolución del convertidor *ADC*, tal y como se muestra en (4.8).

$$\Delta D \cdot V_{in} \leq \Delta V_q \quad (4.8)$$

De acuerdo con (4.8), y a partir de la resolución del convertidor *ADC*,  $\Delta V_q$ , establecida en el apartado anterior, y el valor máximo de la tensión de entrada,  $V_{in\_m\acute{a}x}=14$  V, reflejado en la Tabla 4.1, el valor de  $\Delta D$  no ha de ser superior al 0,18%. Por consiguiente, a partir de (4.9), se pone de manifiesto la necesidad de trabajar con 10 bits en el bloque *DPWM*.

$$n_{-pwm} \geq \text{int} \left[ \log_2 \left( \frac{1}{\Delta D} \right) \right] \quad (4.9)$$

#### 4.2.3 Controlador PID digital

Un aspecto clave en el diseño del controlador *PID* es la elección de su periodo de muestreo, ya que éste afecta a la dinámica del sistema [60]. En un controlador lineal normalmente se

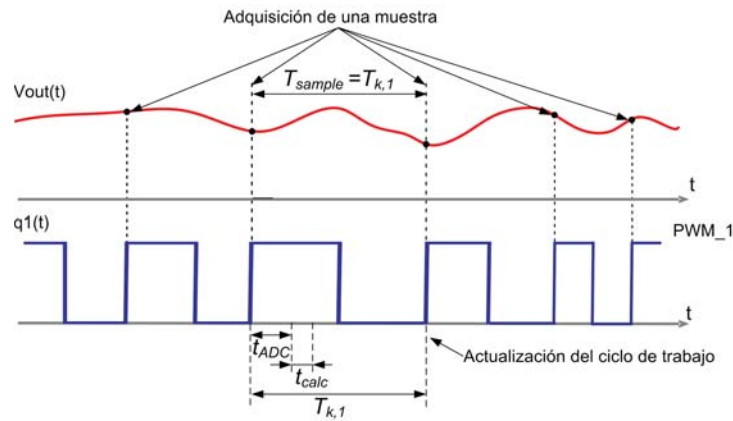


Figura 4.4: Actualización del ciclo de trabajo.

trabaja con un único periodo de muestreo,  $T_{sample}$ , igual al periodo de conmutación, tanto en el controlador como en el convertidor  $ADC$ . Sin embargo, al aplicar la técnica de *interleaving* en convertidores *buck* multifase, se suele trabajar con un periodo de muestreo  $N$  veces inferior al periodo de conmutación, donde  $N$  corresponde con el número de fases del convertidor [73]. En este caso, con el objetivo de facilitar la implementación de los tres esquemas de modulación propuestos, se trabajará con un periodo de muestreo igual al de conmutación ( $T_{sample} = T_{k,i}$ ).

En la Figura 4.4 se muestra el proceso de actualización del ciclo de trabajo de la señal  $PWM$ , donde  $t_{ADC}$  es el tiempo de conversión del  $ADC$  y  $t_{calc}$  es el tiempo de procesado de la muestra adquirida por parte del módulo  $PID$ . Tal y como se ilustra en la Figura 4.4, se obtiene una muestra de la señal de salida del convertidor,  $V_{out}(t)$ , al inicio de cada periodo de la fase 1 del convertidor. A continuación, se procesa y se actualiza el ciclo de trabajo en el siguiente periodo de conmutación.

El controlador  $PID$  correspondiente a la función de transferencia descrita en (4.4) ha sido diseñado para lograr un arranque rápido del sistema, evitando tener sobre-impulso. En el proceso de diseño se ha establecido un valor constante de la frecuencia de muestreo,  $f_{sample}$ , igual a la frecuencia central de conmutación ( $f_{sample} = f_c = 300$  kHz). Los valores obtenidos de los coeficientes del controlador  $PID$  se incluyen en la Tabla 4.2.

Los tres esquemas de modulación propuestos trabajan con una frecuencia de conmutación variable, cuyo margen se refleja en la Tabla 4.1. Esto va a provocar una variación de la frecuencia de muestreo,  $f_{sample}$ , en cada ciclo de conmutación, tal y como se ilustra en la Figura 4.4. Este hecho debe ser contemplado en la evaluación de la estabilidad y dinámica del sistema [74], [75].

Controlador <i>PID</i>	
$k_0$	0,1094
$k_1$	-0,0938
$k_2$	0,0156

Tabla 4.2: Coeficientes del controlador *PID*.

Por este motivo, es necesario evaluar la respuesta del sistema para el margen de frecuencias de muestreo,  $f_{sample}$ , comprendido entre 240 kHz y 360 kHz.

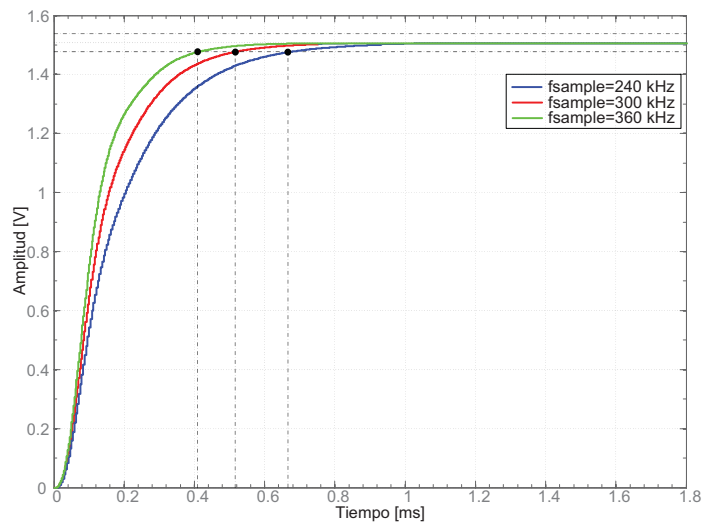
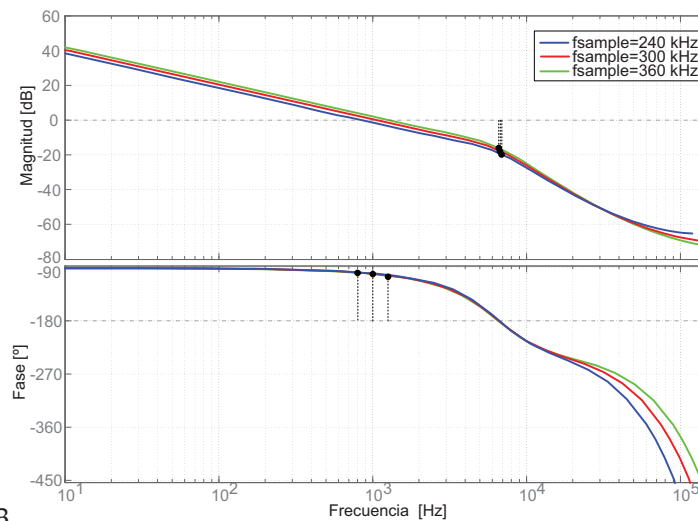


Figura 4.5: Respuesta ante un escalón para el margen de frecuencias de muestreo a analizar.



3

Figura 4.6: Diagrama de Bode del sistema de control en lazo abierto para el margen de frecuencias de muestreo a analizar.



En la Figura 4.5 y Figura 4.6 se representa el arranque del sistema y su diagrama de bode en lazo abierto, para el margen de frecuencias de muestreo,  $f_{sample}$ , establecido. De acuerdo con los resultados obtenidos y reflejados en la Tabla 4.3, el sistema se mantiene estable para todos los valores de frecuencias. En definitiva, aunque se advierte una cierta variación en la dinámica del sistema, ésta no es relevante.

$f_{sample}$ [kHz]	360	300	240
Margen de Ganancia [dB]	15,9	17,3	19
Margen de Fase [°]	77	79,5	82,2
Tiempo de establecimiento [ $\mu$ s]	412	516	721

Tabla 4.3: Margen de ganancia, margen de fase y tiempo de establecimiento en función de  $f_{sample}$ .

En el caso de que el sistema no fuese estable, o se deseara disminuir la variación de la dinámica del sistema, es posible trabajar con valores diferentes de los parámetros del controlador *PID* en función de la frecuencia de muestreo,  $f_{sample}$ , que se está empleado en cada instante [75]. No obstante, con la finalidad de simplificar al máximo el bloque de control, se ha optado por mantener constantes los valores de  $k_0$ ,  $k_1$  y  $k_2$  obtenidos con anterioridad.

#### 4.3 IMPLEMENTACIÓN DE LOS ESQUEMAS DE MODULACIÓN CDFM-TM, CDFM-TC Y VDFM

Con el objetivo de integrar los esquemas de modulación descritos en el capítulo 3 con el lazo de regulación digital diseñado en el apartado 4.2, se propone una implementación basada en *FPGA*.

En la Figura 4.7 se muestra el diagrama de bloques correspondiente al lazo de control digital propuesto. El valor de la tensión de salida del convertidor *buck* multifase,  $V_{out}$ , es adquirido por el *ADC* y enviado a través del interfaz de periféricos serie (*SPI*, *Serial Peripheral Interface*) al controlador *PID* para su procesado. Una vez se procesa la muestra adquirida, se establece el ciclo de trabajo de cada una de las señales *PWM* a partir de la señal  $d[n]$ . Para finalizar, el bloque Modulador genera las señales *PWM* correspondientes a cada una de las fases del convertidor *buck*, en función del esquema de modulación que se esté aplicando y el valor fijado por la señal  $d[n]$ .

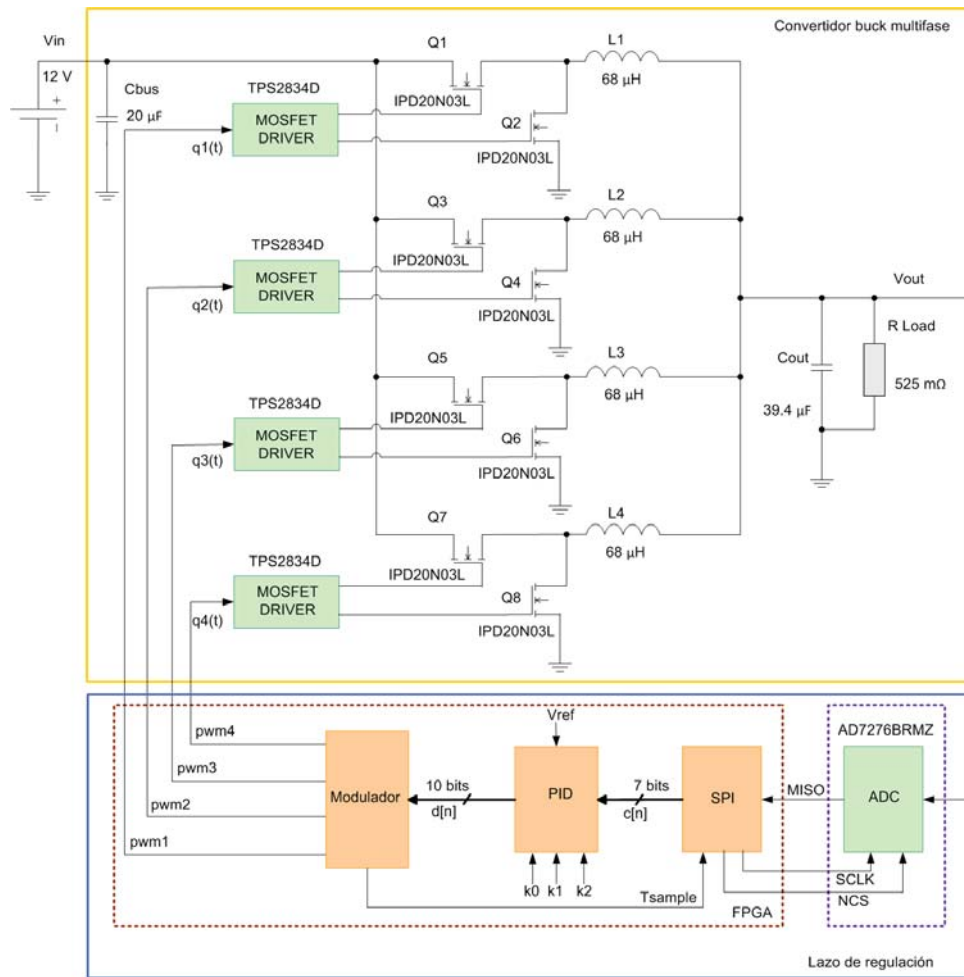


Figura 4.7: Diagrama de bloques del lazo de regulación.

En los siguientes apartados se describe la implementación de cada uno de los módulos que conforman el lazo de regulación: interfaz *SPI*, controlador *PID* y Modulador.

#### 4.3.1 Interfaz *SPI*

El objetivo del interfaz *SPI* es gestionar la adquisición de una nueva muestra de la tensión de salida del convertidor *buck* multifase,  $V_{out}$ , por parte del *ADC*.

En la Figura 4.8 se muestra el esquema propuesto para la implementación del interfaz *SPI*, cuyas principales señales se describen en la Tabla 4.4. El módulo *SPI* consta de tres bloques, un contador (CNT), un registro de desplazamiento (Shift-Reg) y una unidad de control. El contador

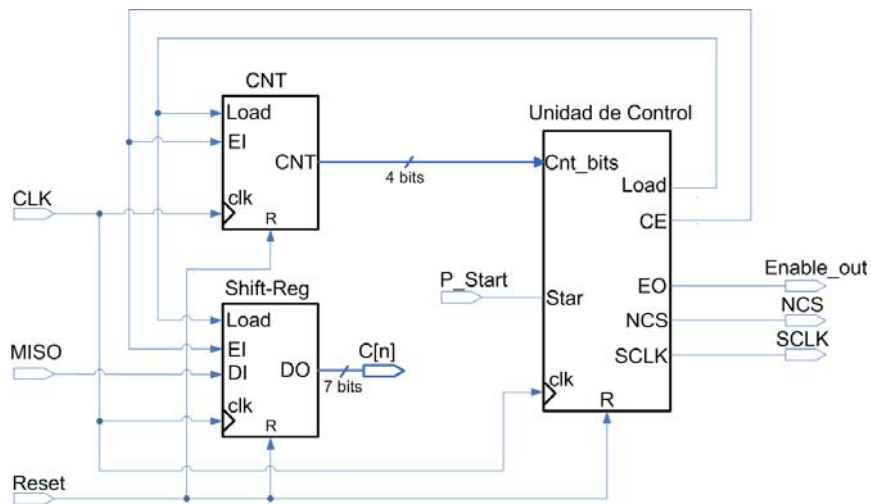
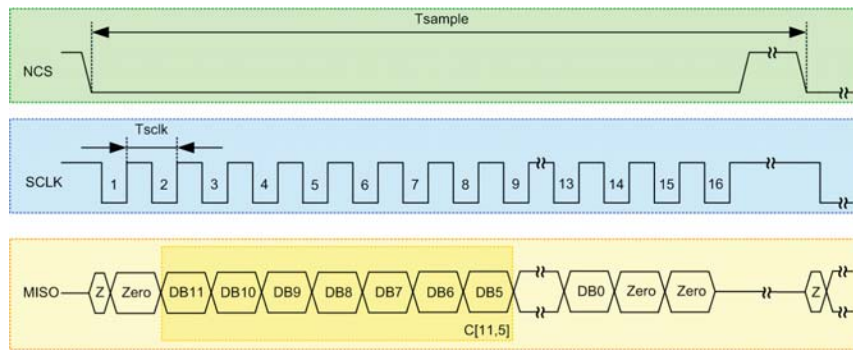


Figura 4.8: Implementación del interfaz SPI.

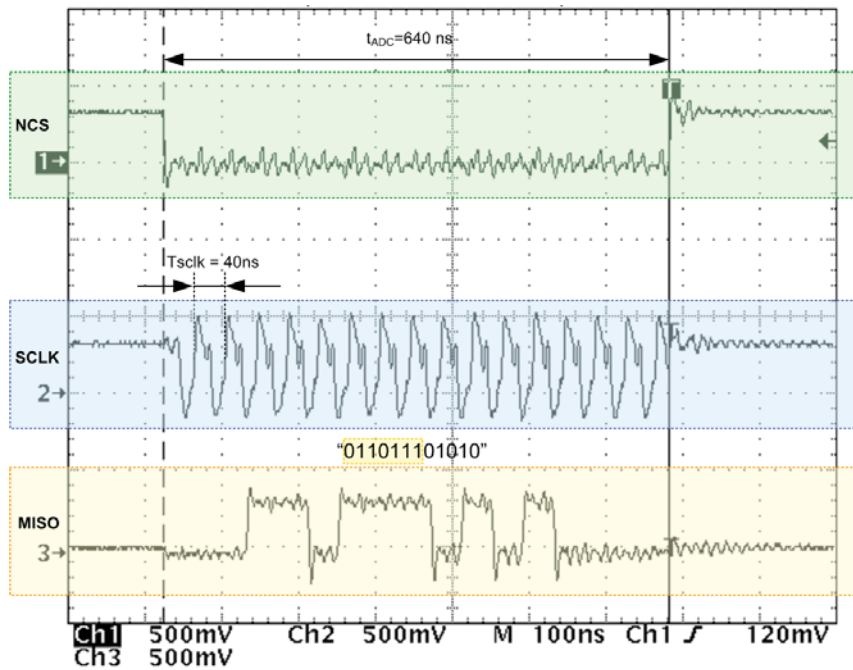
establece la finalización de la transmisión del dato correspondiente al valor de la nueva muestra adquirida por el ADC. El registro de desplazamiento permite almacenar dicha información para posteriormente poder procesarla en el módulo PID. La unidad de control consiste en una máquina de estados finitos que se encarga de la gestión de la transferencia de datos, generando las señales NCS, SCLK, y las señales internas Load y CE que permiten controlar los bloques CNT y Shift-Reg.

Puertos de entrada	
Señales	Descripción
CLK	Señal del reloj principal del sistema.
Reset	Permite reiniciar el sistema.
P_Start	Inicio de una nueva conversión del ADC.
MISO	Entrada serie para la recepción del valor de la muestra adquirida por el ADC.
Puertos de salida	
Señales	Descripción
NCS	Habilita el inicio de una nueva conversión del ADC.
SCLK	Gestiona la velocidad de transferencia del dato adquirido.
Enable_out	Habilita el módulo PID para el procesado del dato recibido.
c[7,0]	Código correspondiente al valor de la muestra adquirida por el ADC.

Tabla 4.4: Descripción de las principales señales del interfaz SPI.



(a) Interfaz serie AD7276.



(b) Adquisición de un dato.

Figura 4.9: Interfaz SPI. (a) Interfaz serie AD7276. (b) Adquisición de un dato.

En la Figura 4.9a se muestra un cronograma correspondiente a la recepción del dato adquirido por el ADC. Para mantener la resolución establecida a partir de (4.6), el número de bits del ADC,  $n_{adc}$  se ha establecido a 7. Por lo tanto, solamente se consideran los siete bits de mayor peso (DB11 - DB5) de los 12 bits que se envían a través del puerto de entrada MISO. El tiempo de conversión,  $t_{ADC}$ , del nuevo valor de la tensión de salida del convertidor,  $V_{out}$ , depende de  $T_{sclk}$ , que corresponde con el periodo de la señal de reloj SCLK. En este caso se ha establecido un periodo de 40 ns, lo que conlleva un tiempo de conversión,  $t_{ADC} = 640$  ns, tal y como se puede observar en la Figura 4.9b. Una vez han transcurrido los 640 ns ya se dispone de un nuevo valor

de la tensión de salida,  $V_{out}$ , para actualizar el ciclo de trabajo de las señales  $PWM$  a partir del módulo  $PID$ .

#### 4.3.2 Controlador $PID$

La finalidad del módulo  $PID$  es la de establecer el ciclo de trabajo de las señales  $PWM$  a generar en el modulador, a partir del valor de la tensión de salida del convertidor *buck* multifase,  $V_{out}$ .

Para la obtención de la implementación física del controlador  $PID$ , basta con expresar su función de transferencia (4.4) mediante una ecuación en diferencias en el dominio temporal. Esta ecuación se obtiene considerando que  $z^{-1}$  equivale a una muestra anterior. Así que de acuerdo con (4.4), la ecuación en diferencias en el dominio temporal del controlador a implementar viene dada por (4.10).

$$d[n] = d[n-1] + k_0e[n] + k_1e[n-1] + k_2e[n-2] \quad (4.10)$$

Para implementar la ecuación (4.10) se puede optar por una arquitectura en serie, en la que solamente se emplea un sumador y un multiplicador, o una arquitectura en paralelo, en la que se emplean tantos sumadores y multiplicadores como operaciones se tengan que realizar [76]. Una arquitectura en serie logra minimizar los recursos necesarios para la implementación de la ecuación en diferencias (4.10). Esto se traduce en una reducción del área necesaria para su implementación [77]. Sin embargo, una arquitectura en paralelo permite disminuir el tiempo necesario de procesado,  $t_{calc}$ .

En esta tesis se propone la implementación de forma directa de la ecuación (4.10) empleando una estructura en paralelo y utilizando las unidades de multiplicación internas de la propia  $FPGA$ , de acuerdo con la Figura 4.10.

Las principales ventajas de la implementación de forma directa de la ecuación (4.10) son la sencillez, la configurabilidad y escalabilidad [78]. No obstante, si no se disponen de unidades de multiplicación o se desea minimizar el área destinada a su implementación, se puede optar por la utilización de *look-up tables* [59, 72, 79, 80]. Este procedimiento se basa en que la señal

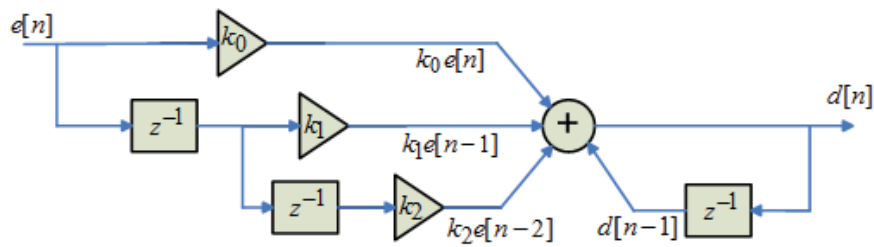


Figura 4.10: Implementación del controlador *PID* de forma directa.

de error,  $e[n]$ , posee valores discretos y acotados en función del número de bits utilizados para su codificación. Por consiguiente, es posible calcular previamente todos los posibles resultados de cada una de las multiplicaciones en función de los coeficientes del controlador ( $k_0$ ,  $k_1$  y  $k_2$ ). Una vez se dispone de todos los posibles resultados, se almacenan en una tabla de datos para posteriormente utilizarlos en función del valor de la señal de error,  $e[n]$ .

En la Figura 4.11 se muestra la implementación correspondiente a la ecuación (4.10) utilizando *look-up tables*.

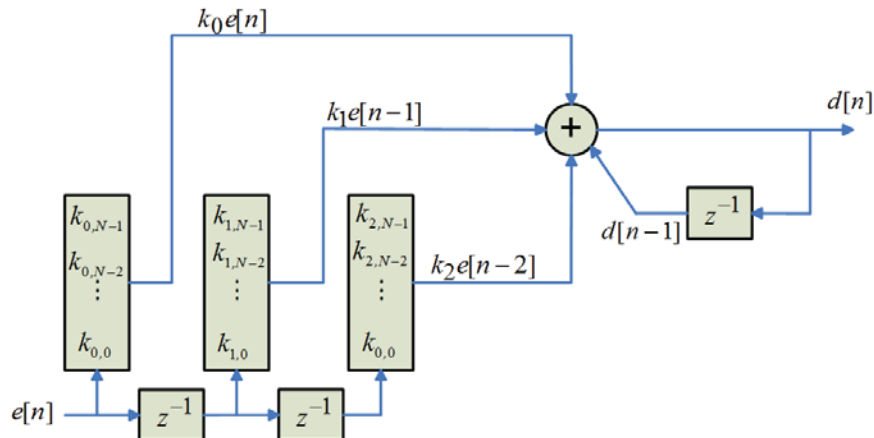


Figura 4.11: Implementación del controlador *PID* utilizando *look-up tables*.

La Figura 4.12 muestra el diagrama de bloques propuesto para la implementación del módulo *PID*. Con el objetivo de implementar las operaciones presentes en la expresión (4.10) más el cálculo de la señal de error,  $e[n]$ , se ha empleado: 1 restador, 3 sumadores y 3 multiplicadores.

En Tabla 4.5 se describe cada una de las señales presentes en los puertos de entrada y salida, correspondientes a la implementación del módulo *PID*.

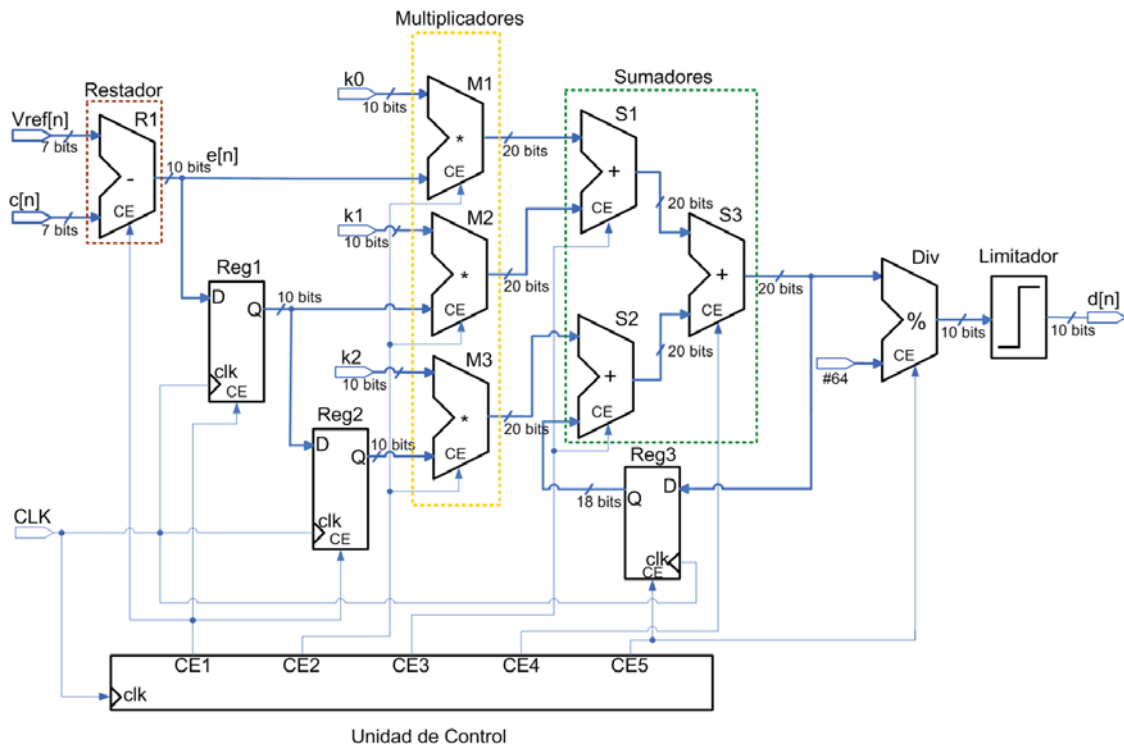


Figura 4.12: Implementación del controlador PID.

Puertos de entrada	
Señales	Descripción
$CLK$	Señal del reloj principal del sistema.
$Reset$	Permite reiniciar el sistema.
$En$	Habilitación del bloque.
$Vref[7,0]$	Código correspondiente al valor de la consigna.
$c[7,0]$	Código correspondiente al valor de la muestra adquirida por el ADC.
Puertos de salida	
Señales	Descripción
$d[9,0]$	Código correspondiente al valor del ciclo de trabajo de las señales $PWM$ a generar.

Tabla 4.5: Descripción de las principales señales del módulo  $PID$ .

El valor de los coeficientes del controlador  $PID$ ,  $k_0$ ,  $k_1$  y  $k_2$  han sido escalados por un factor entero para poder operar con ellos. El escalado se ha realizado utilizando un valor entero representado en potencias de 2. Por consiguiente, para deshacer el escalado basta con desplazar varias posiciones a la derecha el valor presente en la salida del bloque  $S_3$ . Esta operación se realiza en

el bloque Div. Posteriormente, con el objetivo de limitar el valor máximo del ciclo de trabajo, se ha añadido un limitador. La gestión de las diferentes operaciones a realizar se lleva a cabo a partir de una unidad de control que consiste en una máquina de estados finitos. La unidad de control permite mantener estable los valores de las salidas de cada uno de los bloques que conforman el controlador, así como introducir los retardos asociados a la señal de error ( $e[n - 1]$  y  $e[n - 2]$ ) y a la salida del sistema ( $d[n - 1]$ ).

### 4.3.3 Modulador

El Modulador es el encargado de generar las señales *PWM* que controlan los transistores de cada una de las fases del convertidor *buck*, a partir de la señal  $d[n]$  generada por el controlador *PID*. En la Figura 4.13 se muestra el diagrama de bloques propuesto para su implementación. Cada una de las señales presentes en los puertos de entrada y salida se detallan en la Tabla 4.6.

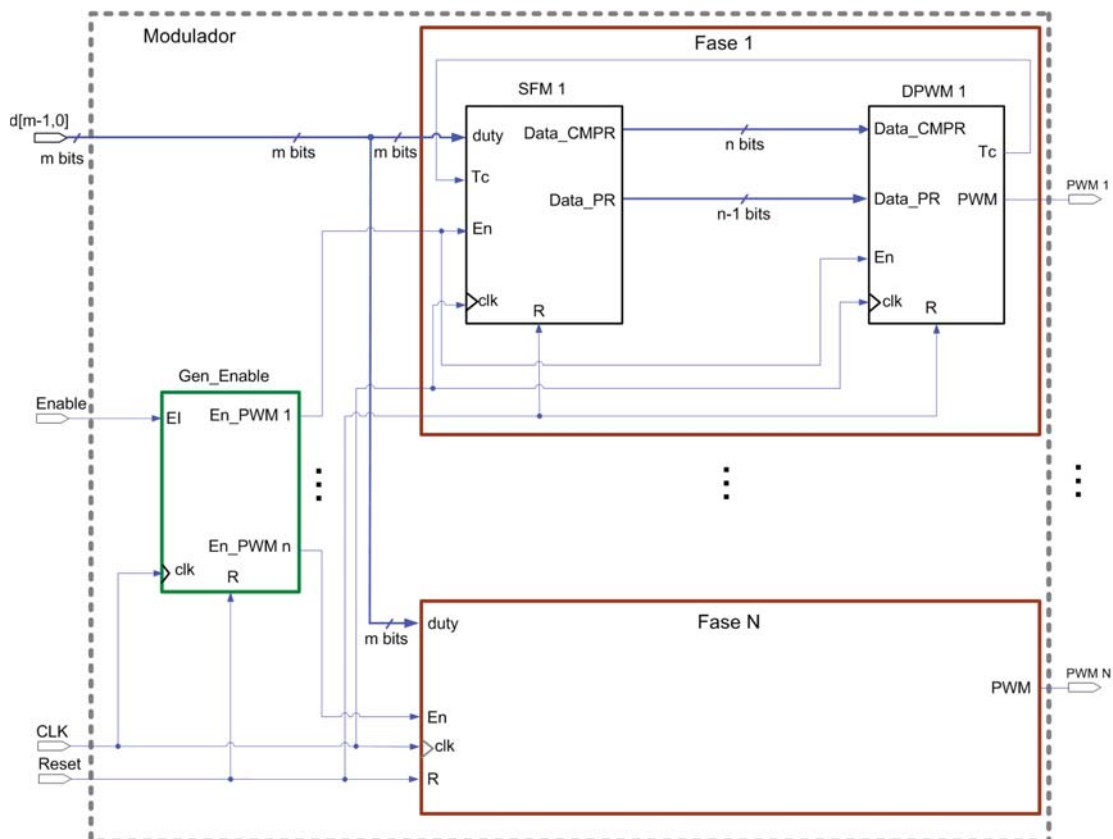


Figura 4.13: Implementación del Modulador.



Puertos de entrada	
Señales	Descripción
$CLK$	Señal del reloj principal del sistema.
$Reset$	Permite reiniciar el sistema.
$Enable$	Habilita la generación de las señales $PWM$ .
$d[m-1,0]$	Establece el ciclo de trabajo de las señales $PWM$ .
Puertos de salida	
Señales	Descripción
$PWMi$	Cada una de las señales que controlan los transistores del convertidor.

Tabla 4.6: Descripción de las principales señales del bloque Modulador.

La implementación está basada en una estructura modular que depende del número de fases del convertidor *buck*. Cada una de las fases se compone de dos módulos, *Switching Frequency Modulator (SFMi)*, y *Digital Pulse Width Modulator, (DPWMi)*, cuya estructura se repite hasta completar el número total de fases. El módulo *SFMi* es el responsable de establecer el periodo instantáneo de conmutación,  $T_{k,i}$ , y fijar el ciclo de trabajo a partir del valor numérico presente en la señal  $d[m-1,0]$ , establecido por el módulo *PID*. A partir de estos valores, el módulo *DPWMi* genera las señales  $PWMi$ . El módulo *Gen\_Enable* permite introducir el retardo necesario entre las señales  $PWMi$ ,  $\alpha_i$ , en función del esquema de modulación que se esté aplicando, tal y como se refleja en la Figura 3.1 del capítulo 3.

A continuación se describe el funcionamiento e implementación de los bloques *Gen\_Enable*, *SFM* y *DPWM*.

#### 4.3.3.1 *Gen\_Enable*

La finalidad del módulo *Gen\_Enable* es la de aplicar los retardos,  $\alpha_i$ , entre las diferentes señales  $PWM$  a generar. La estructura básica para aplicar este retardo consiste en la utilización de un registro de desplazamiento [39, 81]. No obstante, este método presenta dos inconvenientes. En primer lugar, todas las señales  $PWM$  poseen el mismo periodo de conmutación. Por otro lado, esta estructura no permite introducir retardos en el inicio de cada uno de los pulsos,  $\varepsilon_{k,i}$ , diferentes entre las señales  $PWM$ .

La Figura 4.14 muestra el diagrama de bloques propuesto para la implementación del bloque Gen\_Enable. Este bloque se basa en una arquitectura contador-comparador.

En la Tabla 4.7 se describe cada una de las señales presentes en los puertos de entrada y salida. Inicialmente se habilita la generación de la señal *PWM* correspondiente a la primera fase de convertidor *buck*. A continuación, a medida que el contador supera cada uno de los umbrales de comparación establecidos, se procede a habilitar la generación de las señales *PWM* del resto de fases. Esta implementación permite disponer de periodos de conmutación diferentes para cada una de las señales *PWM*.

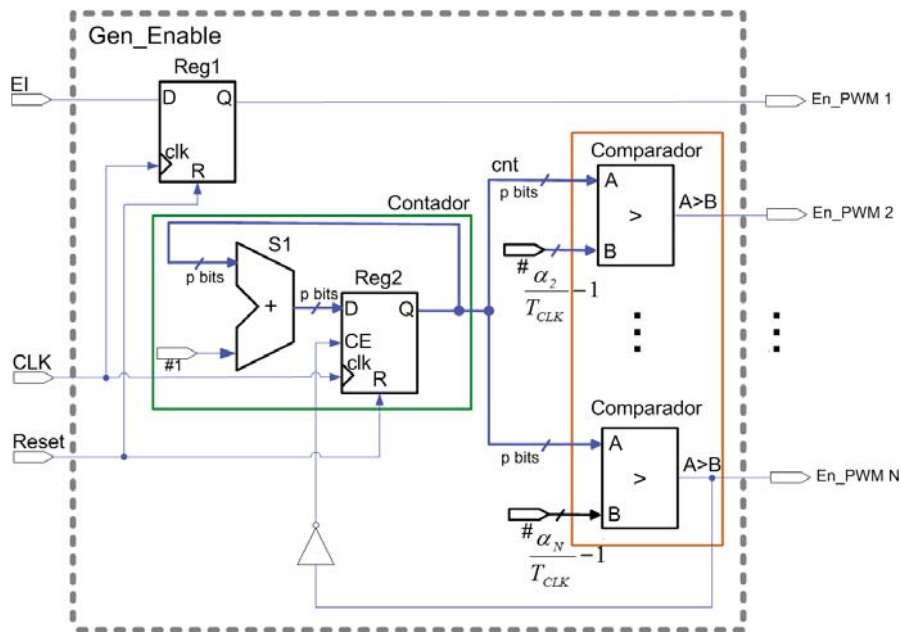


Figura 4.14: Implementación del módulo Gen\_Enable.

Puertos de entrada	
Señales	Descripción
<i>CLK</i>	Señal del reloj principal del sistema.
<i>Reset</i>	Permite reiniciar el sistema.
<i>EI</i>	Señal de habilitación del bloque.
Puertos de salida	
Señales	Descripción
<i>En_PWMi</i>	Señales de habilitación de cada una de las fases.

Tabla 4.7: Descripción de las principales señales del bloque Gen\_Enable.

## 4.3.3.2 SFM

Los módulos  $SFM_i$  establecen el valor del periodo instantáneo de conmutación,  $T_{k,i}$ , en cada ciclo de trabajo, de acuerdo con el esquema de modulación que se esté implementando (CDFM- $T_m$ , CDFM- $T_c$  y VDFM).

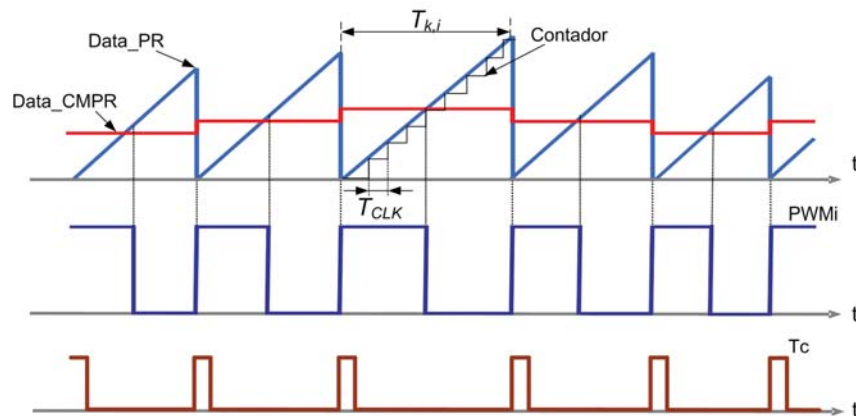


Figura 4.15: Generación de la señal PWM modulada en frecuencia.

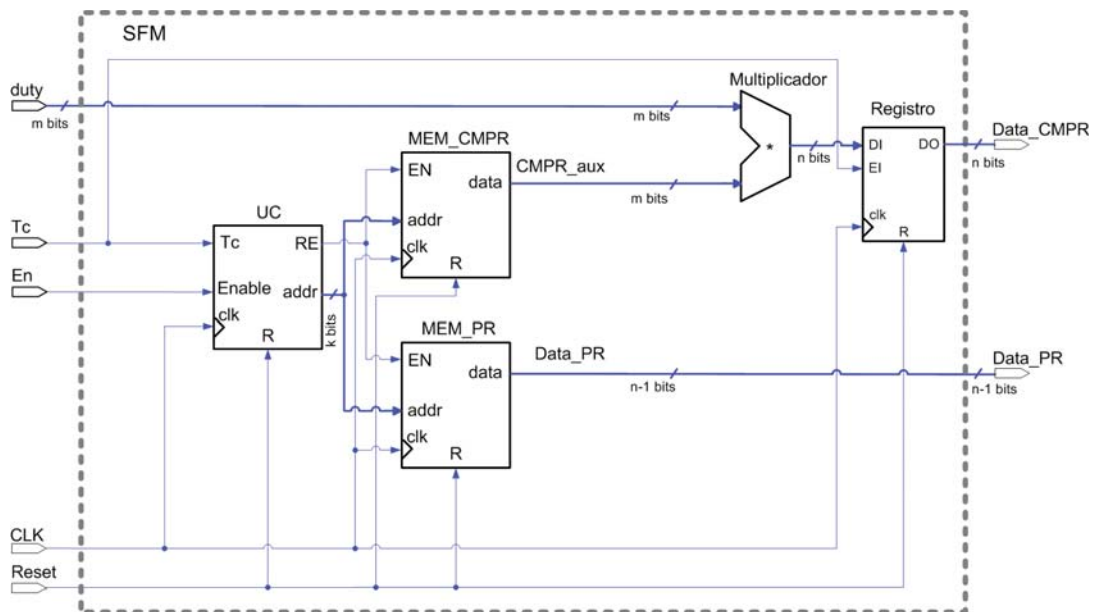


Figura 4.16: Implementación del bloque  $SFM_i$ .

La Figura 4.15 muestra la generación de una señal  $PWM$  modulada en frecuencia. El valor de  $T_{k,i}$  viene establecido por la amplitud de la señal diente de sierra utilizada en los módulos  $DPWMI$  para la generación de las señales  $PWMI$ . El valor de  $Data\_CMPR$  ajusta el ciclo de

trabajo y  $Data\_PR$  fija el periodo instantáneo de conmutación,  $T_{k,i}$ , variando la amplitud de la señal diente de sierra. La señal  $T_c$  permite sincronizar la actualización de las señales  $Data\_CMPR$  y  $Data\_PR$  al inicio de cada ciclo de conmutación. En consecuencia, los módulos  $SFMi$  han de establecer los valores adecuados de la señal  $Data\_CMPR$  a partir del ciclo de trabajo establecido por el módulo  $PID$ , y  $Data\_PR$ , en función del valor de  $T_{k,i}$ .

En la Figura 4.16 se muestra el diagrama de bloques propuesto para la implementación de los módulos  $SFMi$ , cuyas principales señales se describen en la Tabla 4.8.

Puertos de entrada	
Señales	Descripción
$CLK$	Señal del reloj principal del sistema.
$Reset$	Permite reiniciar el sistema.
$En$	Señal de habilitación del bloque.
$T_c$	Actualización de las señales de salida $Data\_CMPR$ y $Data\_PR$ .
$duty$	Valor del ciclo de trabajo establecido por el módulo $PID$ .
Puertos de salida	
Señales	Descripción
$Data\_CMPR$	Especifica el ciclo de trabajo de la señal $PWM$ a generar.
$Data\_PR$	Especifica el periodo de la señal $PWM$ a generar.

Tabla 4.8: Descripción de las principales señales del bloque  $SFMi$ .

Cada módulo  $SFMi$  consta de dos bloques de memoria,  $MEM\_CMPR$  y  $MEM\_PR$ , que contienen los valores de las señales  $CMPR\_aux$  y  $Data\_PR$  en cada ciclo de conmutación, respectivamente. El acceso a ambos bloques de memoria se gestiona mediante las señales de control generadas por el bloque UC (Unidad de Control) que consiste en una máquina de estados finitos. Los valores almacenados en  $MEM\_CMPR$  permiten mantener el ciclo de trabajo fijado por el módulo  $PID$ , estableciendo la relación entre los valores presentes en  $Data\_CMPR$  y  $Data\_PR$  en cada ciclo de conmutación. Para ello, el valor de la señal  $duty$ , proveniente del módulo  $PID$ , es escalado para poder obtener los valores adecuados de la señal  $Data\_CMPR$ . Los valores requeridos para el escalado de la señal  $duty$  son calculados *off-line*, de acuerdo con (4.11). En el bloque de memoria  $MEM\_PR$  se almacenan los valores correspondientes al número de periodos de la señal de reloj,  $T_{clk}$ , necesarios para establecer cada uno de los periodos instantáneos de conmutación,  $T_{k,i}$ , estos también son calculados *off-line* de acuerdo con (4.12).

$$CMPR_{aux} = \frac{T_{k,i}}{\min\{T_{k,i}\}} \quad k = 1, 2, \dots, L \quad (4.11)$$

$$Data\_PR = \frac{T_{k,i}}{T_{clk}} \quad k = 1, 2, \dots, L \quad (4.12)$$

En el caso particular del esquema de modulación *VDFM*, el retardo correspondiente al inicio de la posición del primer pulso de cada una de las señales  $PWMi$ ,  $\varepsilon_{1,i}$ , es introducido mediante el módulo *Gen\_Enable* como un retardo entre dichas señales. Sin embargo, los valores correspondientes al retardo de la posición de cada uno de los pulsos restantes, son introducidos modificando el valor del periodo instantáneo de conmutación de cada una de las fases, de acuerdo con (4.13), donde  $i$  identifica cada una de la  $N$  fases,  $T'_{k,i}$  es el nuevo periodo instantáneo de conmutación y  $L$  es el número de pulsos presentes en un periodo de modulación,  $T_m$ . En la Figura 4.17 se puede observar este nuevo enfoque establecido para la implementación del esquema *VDM*.

$$\begin{aligned} T'_{k,i} &= T_{k,i} + \varepsilon_{k+1,i} - \varepsilon_{k,i} = T_{k,i} + \frac{T_{k+1,i}}{N}(i-1) - \frac{T_{k,i}}{N}(i-1) \quad k = \{1, 2, \dots, L-1\} \\ T'_{L,i} &= T_{L,i} + \varepsilon_{1,i} - \varepsilon_{L,i} = T_{L,i} + \frac{T_{1,i}}{N}(i-1) - \frac{T_{L,i}}{N}(i-1) \quad k = L \end{aligned} \quad (4.13)$$

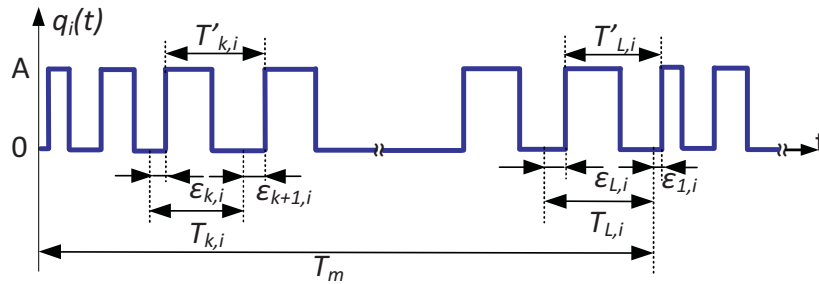


Figura 4.17: Señales PWM utilizadas en el esquema *VDFM*.

#### 4.3.3.3 DPWM

Los módulos  $DPWMi$  generan las señales  $PWMi$  que se envían a los *drivers* para controlar los transistores de cada una de las fases del convertidor *buck*, en función de los parámetros

establecidos a partir de los módulos  $SFM_i$  (periodo instantáneo de conmutación,  $T_{k,i}$ , y ciclo de trabajo).

El diseño de estos módulos es una parte crítica del lazo de regulación, tal y como se ha especificado en el apartado 4.2.2. Existen varias alternativas para la implementación de las unidades  $DPWM_i$  en función de los requisitos a cumplir, en cuanto a frecuencia y resolución del ciclo de trabajo,  $\Delta D$ , [82–85]:

- *Counter-Comparator*: Tal y como se puede observar en la Figura 4.18a, consiste en la utilización de un contador y un comparador. La principal ventaja de esta configuración es su sencillez, así como el área necesaria para su implementación. Sin embargo, en sistemas en los que se requiere trabajar sistemáticamente con una frecuencia de conmutación y una resolución elevada, esta configuración implica aumentar la frecuencia de reloj,  $f_{clk}$ , ya que la resolución obtenida depende de  $f_{clk}$  y de la frecuencia de conmutación,  $f_c$  [83]. Esto conlleva además de tener que diseñar dispositivos lógicos que puedan trabajar con frecuencias elevadas, por encima de los 100 MHz, un aumento del consumo de energía [85]. Una solución para aumentar la resolución de este tipo de estructura es mediante software, promediando el valor del ciclo de trabajo durante un instante de tiempo determinado. No obstante, esto provoca que aumente la amplitud del rizado de la tensión de salida en convertidores DC/DC [86].
- *Delay Line*: La Figura 4.18b muestra el esquema de bloques correspondiente a este tipo de estructura que consiste de un multiplexor de  $2^n$  entradas de un bit y  $2^n$  líneas de retardo, donde  $n$  corresponde con el número de bits de la unidad  $DPWM$ . Su principal ventaja radica en poder trabajar con una frecuencia de reloj,  $f_{clk}$ , igual a la frecuencia de conmutación,  $f_c$ . Sin embargo, presenta el inconveniente de que el número de entradas del multiplexor crece exponencialmente con el número de bits necesarios en la unidad  $DPWM$  [83].
- *Hybrid Delay-Line/Counter*: Este tipo de estructura consiste en la combinación de las dos anteriores. Su principal ventaja consiste en poder trabajar con una  $f_{clk}$  más baja que en la primera estructura sin la necesidad de tener que utilizar un multiplexor con demasiadas entradas [59, 82]. En la Figura 4.18c se muestra el diagrama de bloques correspondiente a este tipo de estructura. Normalmente, se establece como límite un número de entradas del

multiplexor no superior a 32 y se ajusta la frecuencia de la señal de reloj para mantener la resolución establecida en el bloque *DPWM*. Para implementar este tipo de estructura en una *FPGA* es posible sustituir las líneas de retardo por recursos internos de la *FPGA*. En [73, 87–91] se emplea el bloque *DCM (Digital Clock Manager)* para disponer de varias señales de reloj desfasadas entre sí.

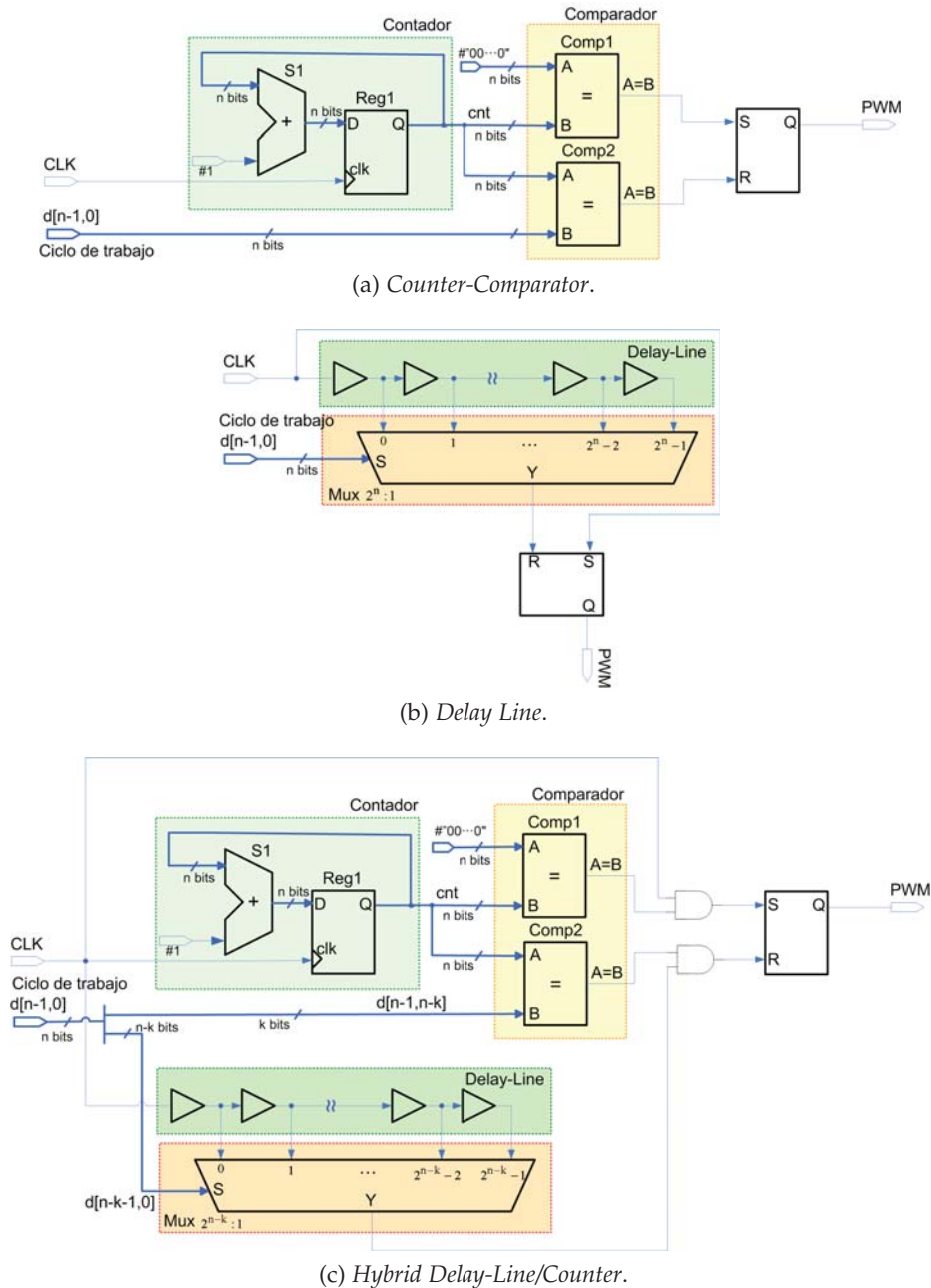
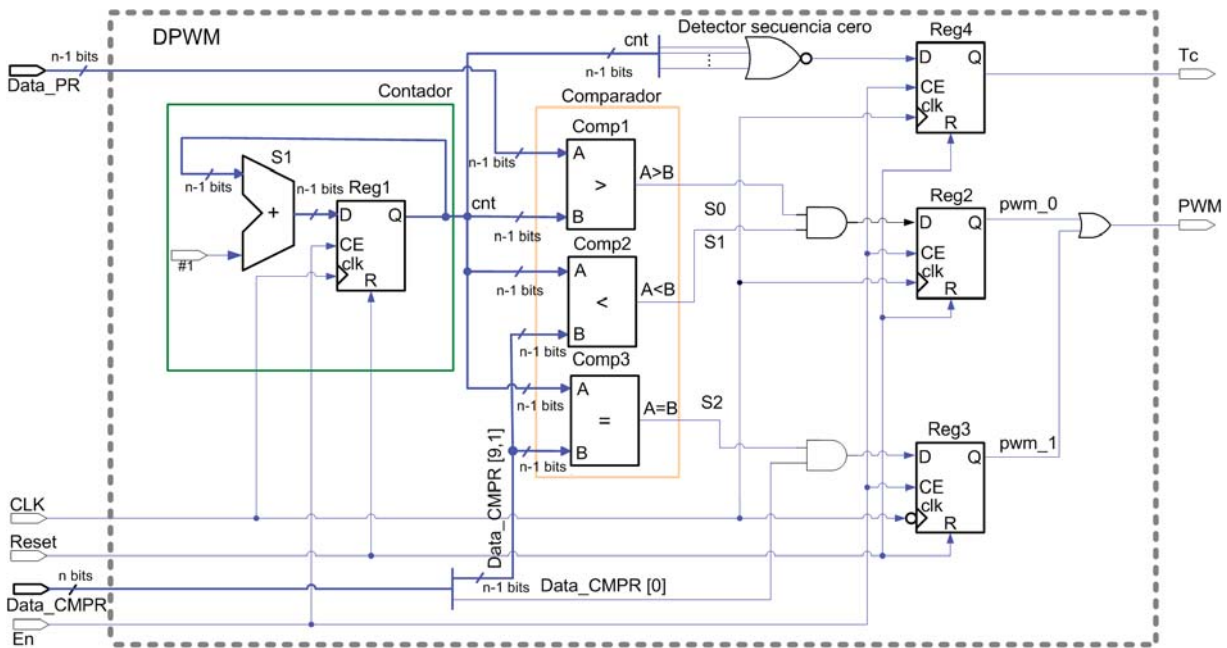


Figura 4.18: Estructuras *DPWM*. (a) *Counter-Comparator*. (b) *Delay Line*. (c) *Hybrid Delay-Line/Counter*.

Figura 4.19: Implementación del bloque *DPWMI*.

La estructura propuesta para la implementación de los módulos *DPWMI* se basa en una estructura *Hybrid Delay-Line/Counter*, tal y como se muestra en la Figura 4.19. En este caso, se han utilizado dos señales de reloj desfasadas  $180^\circ$  entre sí. Este desfase ha sido introducido modificando el flanco de disparo de los biestables Reg2 y Reg3. El primero de ellos actúa por flanco ascendente, mientras que el segundo lo hace por flanco descendente.

Puertos de entrada	
Señales	Descripción
<i>CLK</i>	Señal del reloj principal del sistema.
<i>Reset</i>	Permite reiniciar el sistema.
<i>En</i>	Señal de habilitación del bloque.
<i>Data_PR</i>	Especifica el periodo de la señal <i>PWM</i> a generar.
<i>Data_CMPR</i>	Especifica el ciclo de trabajo de la señal <i>PWM</i> a generar
Puertos de salida	
Señales	Descripción
<i>PWM</i>	Controla los transistores de una determinada fase del convertidor buck.
<i>Tc</i>	Especifica el inicio de cada periodo de la señal <i>PWM</i> .

Tabla 4.9: Descripción de las principales señales del bloque *DPWMI*.



En la Tabla 4.9 se describe cada una de las señales de los puertos de entrada y salida de los módulos *DPWMI*.

Para una descripción más detallada del funcionamiento de los módulos *DPWMI* propuestos, en la Figura 4.20a y Figura 4.20b se muestra la evolución de las principales señales mediante dos cronogramas, para dos valores consecutivos del ciclo de trabajo. Para ello, se modifica el bit menos significativo (*LSB*) de *Data\_CMPR*.

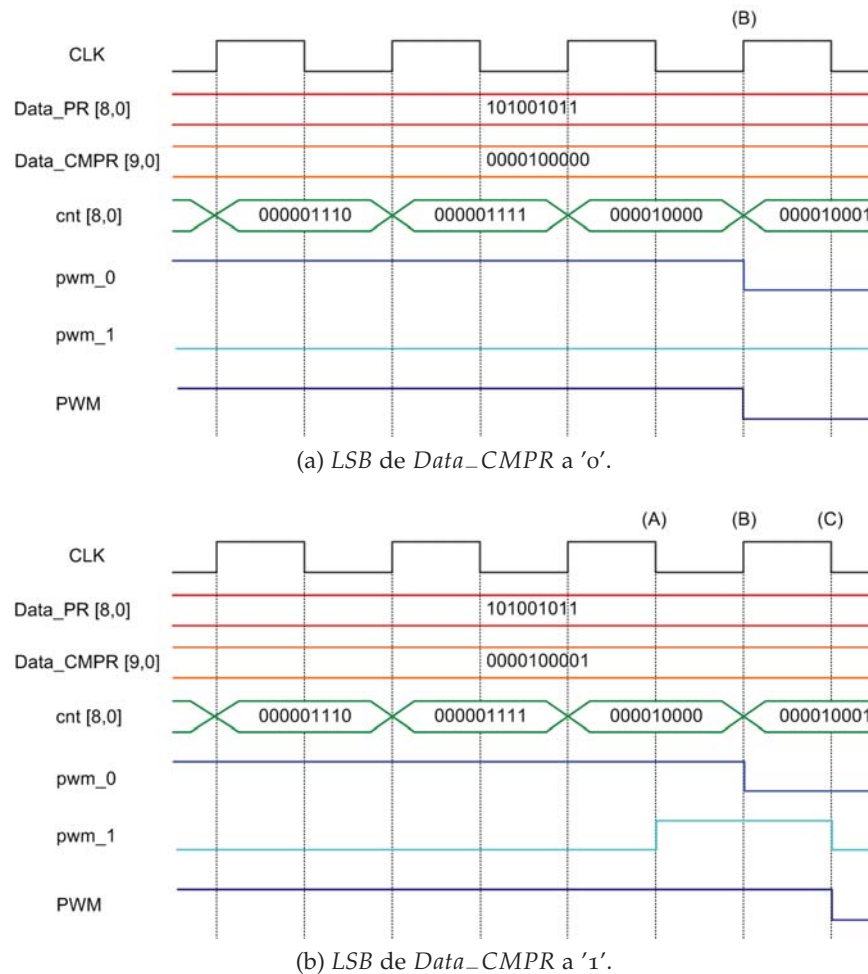
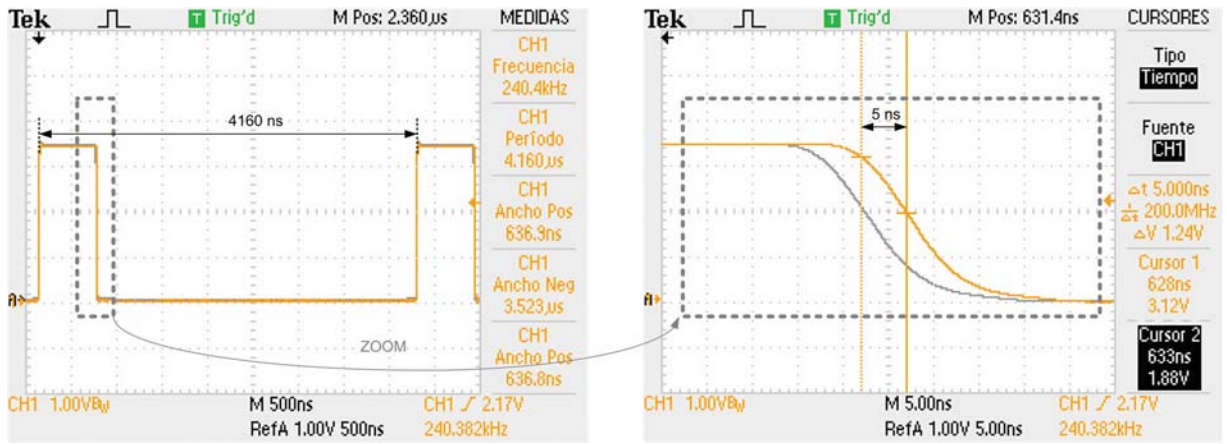


Figura 4.20: Cronograma de los módulos *DPWMI*. (a) *LSB* de *Data\_CMPR* a '0'. (b) *LSB* de *Data\_CMPR* a '1'.

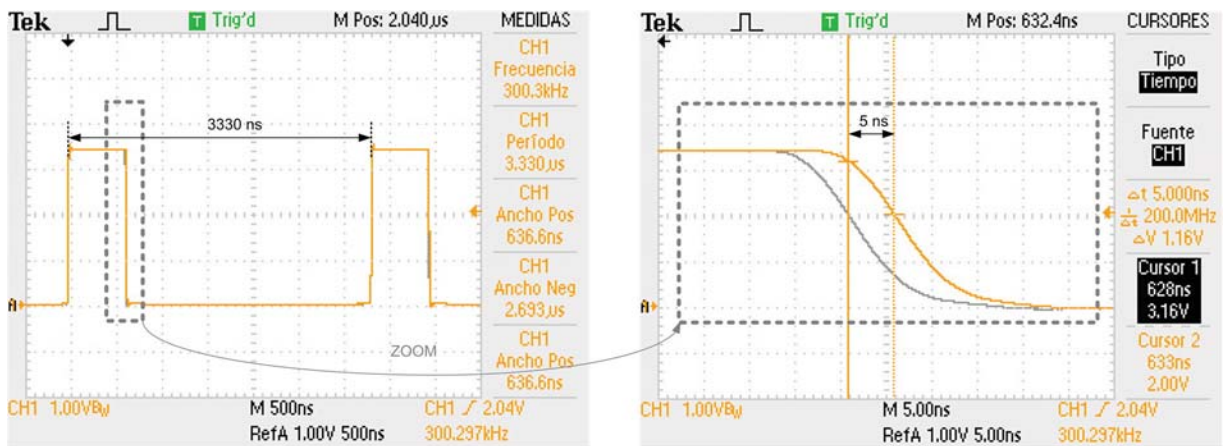
En el inicio de cada ciclo de conmutación, el valor inicial del contador es 0 y la señal *pwm\_0* se establece a '1'. El valor del contador se incrementa en cada cada flanco ascendente de la señal de reloj. Cuando el contador supera el valor presente en los  $(n - 1)$  bits más significativos (*MSB*) de *Data\_CMPR* (B), la señal *pwm\_0* se pone a '0' y se mantiene en este valor hasta el final del ciclo

de conmutación (cuando el contador alcanza el valor actual de  $Data\_PR$ ). Respecto a la señal  $pwm\_1$ , inicialmente se pone a '0' y se mantendrá en este nivel si  $Data\_CMPR [o] = '0'$ . En este caso, la señal de salida  $PWM$  del módulo  $DPWMI$  es igual a la señal  $pwm\_0$  (ver Figura 4.20a). Sin embargo, si  $Data\_CMPR [o] = '1'$ , cuando el contador alcanza el valor presente en los  $(n - 1)$   $MSB$  de  $Data\_CMPR$ , la señal  $pwm\_1$  se pone a '1' en el siguiente flanco descendente de la señal de reloj (A). Una vez el valor del contador supera el valor presente en los  $(n-1)$   $MSB$  de  $Data\_CMPR$ , la señal  $pwm\_1$  vuelve a '0' en el siguiente flanco descendente de la señal de reloj (C), y se mantiene en este nivel hasta completar el ciclo de conmutación, tal y como se muestra en la Figura 4.20b. Debido a que la señal  $pwm\_1$  se actualiza en los flancos de bajada de la señal de reloj, se origina un pulso desfasado  $180^\circ$ . Este efecto provoca un incremento del tiempo en que permanece en *on* la señal  $PWM$  igual a la mitad del periodo de la señal de reloj.

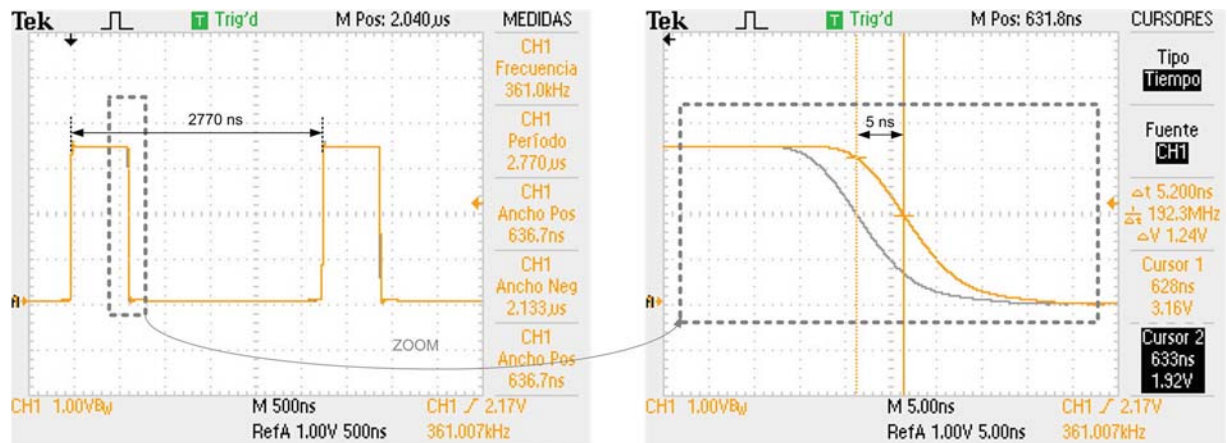
En la Figura 4.21 se muestra el incremento mínimo de la anchura del pulso,  $\Delta t_{min}$ , para el margen de frecuencias de conmutación entre 240 kHz y 360 kHz. Se puede comprobar como en todos los casos se obtiene un  $\Delta t_{min}$  igual a 5 ns, lo que implica que en el peor de los casos, trabajando con una frecuencia de conmutación de 360 kHz, se verifique que el incremento mínimo del ciclo de trabajo,  $\Delta D$ , no es superior al 0,18 %, valor que nos asegura evitar el efecto conocido como *limit cycle* (apartado 4.2.2).



(a)  $f = 240 \text{ kHz}$ .



(b)  $f = 300 \text{ kHz}$ .



(c)  $f = 360 \text{ kHz}$ .

Figura 4.21: Resolución de los módulos DPWMi. (a)  $f = 240 \text{ kHz}$ . (b)  $f = 300 \text{ kHz}$ . (c)  $f = 360 \text{ kHz}$ .

#### 4.4 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha descrito la planta experimental con la que se validarán los resultados obtenidos en el capítulo 3. Dicha planta está formada por cuatro convertidores *buck* conectados en paralelo. En el diseño de la planta experimental se ha incluido la implementación digital del lazo de regulación sobre una *FPGA*. El lazo de regulación ha sido diseñado utilizando exclusivamente un lazo de tensión. En el proceso de diseño se han analizado los parámetros más importantes a tener en cuenta; la resolución del convertidor *ADC*, la resolución del bloque *DPWM* y la obtención de los coeficientes del controlador *PID*, asumiendo diferentes frecuencias de muestreo.

Por otra parte, con el objetivo de la aplicación de los esquemas de modulación *CDFM-Tm*, *CDFM-Tc* y *VDFM* se ha propuesto una nueva estructura para la implementación del bloque modulador. En esta estructura se han incluido dos bloques adicionales, *Gen\_Enable* y *SFMi*. El primero de ellos, va a permitir introducir un desfase entre cada una de las señales *PWM* que controlan cada uno de los transistores que conforman el sistema. Respecto a los bloques *SFMi*, estos son los encargados de variar el periodo de las señales *PWM* en cada ciclo de conmutación. La implementación del modulador correspondiente a la técnica *VDFM* ha sido presentada en [P6].

---

## RESULTADOS EXPERIMENTALES

---

EN este capítulo se valida experimentalmente las modulaciones *CDFM-Tm*, *CDFM-Tc* y *VDFM*, presentadas y analizadas teóricamente en el capítulo 3. En primer lugar, se presentan los resultados experimentales correspondientes a las medidas de las perturbaciones conducidas dentro de la banda B (150 kHz a 30 MHz). A continuación, se analiza la influencia de los tres esquemas de modulación propuestos sobre las perturbaciones conducidas en Modo Diferencial (*MD*) y Modo Común (*MC*). Seguidamente, se evalúa la atenuación obtenida por la modulación *VDFM* en función de los parámetros de modulación y el número de convertidores,  $N$ , que conforman el sistema. Por último, se analiza la influencia de los esquemas de modulación propuestos sobre la amplitud del rizado de la tensión de salida.

### 5.1 MEDIDAS DE LAS PERTURBACIONES CONDUCCIDAS

En este apartado se comparan los espectros de las perturbaciones conducidas generadas por el convertidor *buck* de 4 fases descrito en el capítulo 4 en 6 situaciones de funcionamiento diferentes:

1. Sin modular: Cuando no se aplica ninguna técnica de reducción de las perturbaciones conducidas.
2. *Interleaving*: Se aplica un retardo constante,  $\alpha_i$ , entre cada uno de los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ , en función del periodo de conmutación.

3. *SFM*: Se modula en frecuencia cada uno de los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ , utilizando los mismos parámetros de modulación y el mismo perfil de modulación periódico.
4. *CDFM-Tm*: Se aplica la técnica *SFM* a cada patrón de conmutación,  $q_i(t)$ , y se introduce un retardo constante,  $\alpha_i$ , entre cada uno de ellos en función del periodo del perfil de modulación,  $T_m$ .
5. *CDFM-Tc*: Similar al caso anterior pero el retardo introducido entre cada uno de los patrones,  $q_i(t)$ , está en función del valor nominal del periodo de conmutación,  $T_c$ .
6. *VDFM*: Se aplica la técnica *SFM* y se introduce un retado,  $\varepsilon_{i,k}$ , en la posición inicial de cada uno de los pulsos que conforman cada patrón,  $q_i(t)$ , en función del periodo instantáneo de conmutación,  $T_k$ .

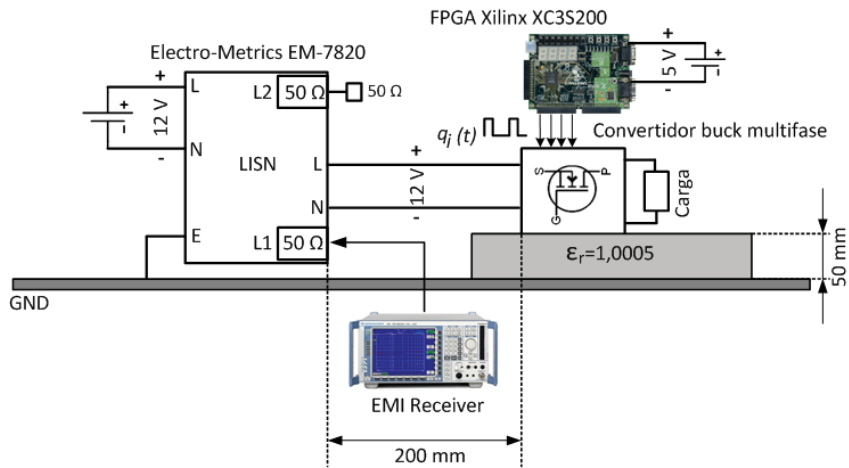
### 5.1.1 Condiciones de funcionamiento

Las condiciones de funcionamiento correspondientes a la planta experimental descrita en el capítulo 4, para cada uno de los 6 casos a analizar, se reflejan en la Tabla 5.1. Concretamente, se muestra el valor de los diferentes parámetros de modulación del convertidor.

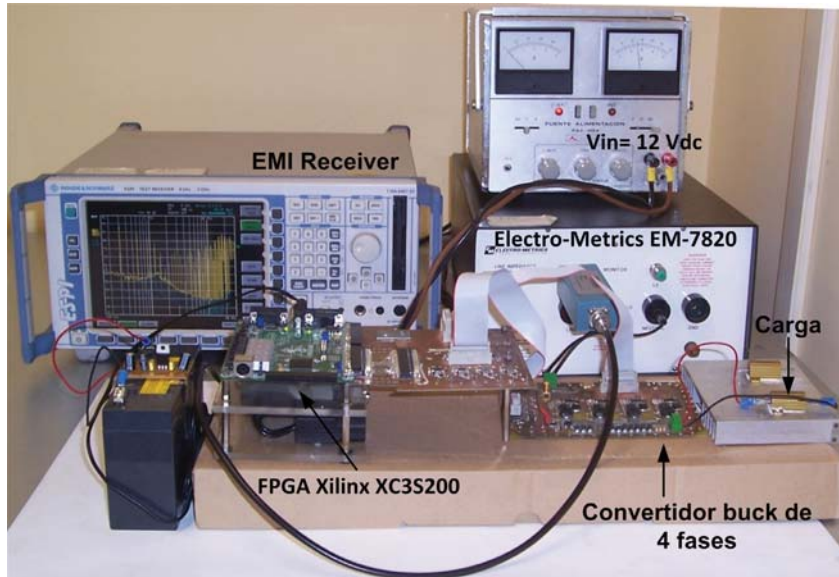
Modulación	$f_c$ [kHz]	$\Delta f_c$ [kHz]	$V_m(t)$	$f_m$ [kHz]	$V_{out}$ [V]	$I_{out}$ [A]
Sin Modular	300	0	-	0	1,5	2,85
<i>Interleaving</i>						
<i>SFM</i>		60	Triangular	10		
<i>CDFM-Tm</i>						
<i>CDFM-Tc</i>						
<i>VDFM</i>						

Tabla 5.1: Parámetros de modulación

Las medidas de las perturbaciones conducidas han sido realizadas utilizando un plano de tierra metálico, una red de estabilización de impedancias (*LISN*) y un receptor *EMI*, dispuestos tal y como se muestra en la Figura 5.1. De acuerdo con las directivas de *EMC* se ha seleccionado un ancho de banda de resolución (*RBW*) en el receptor *EMI* de 9 kHz para la medida dentro de la banda B (150 kHz a 30 MHz).



(a) Diagrama de bloques.



(b) Banco de medidas.

Figura 5.1: Escenario de medida de las perturbaciones conducidas. (a) Diagrama de bloques. (b) Banco de medidas.

El convertidor *buck* multifase se ha situado a una distancia de 20 cm de la LISN y a 5 cm del plano de tierra, reduciendo al máximo la distancia de los cables de alimentación para lograr una repetibilidad de las medidas realizadas. Por otro lado, se ha empleado una batería de 5 V para evitar que la alimentación de la FPGA, utilizada en la implementación del lazo de regulación, genere perturbaciones que se acoplen al equipo bajo medida.

La LISN utilizada corresponde con una red monofásica cuyo esquema se muestra en la Figura 5.2.

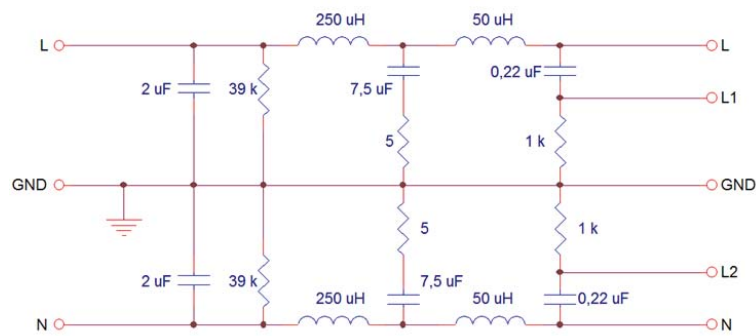
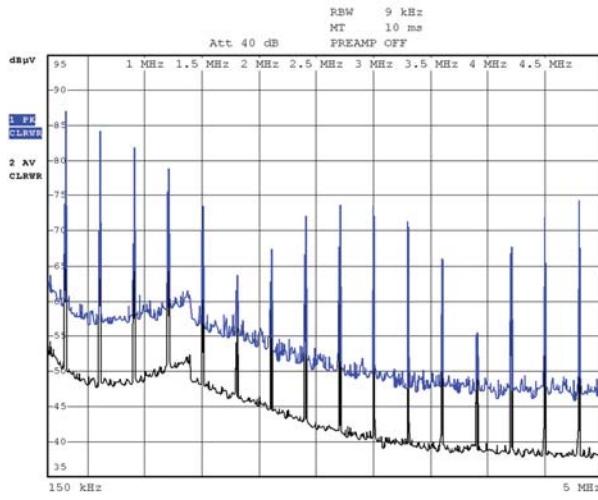


Figura 5.2: Esquema de la red de estabilización de impedancias utilizada.

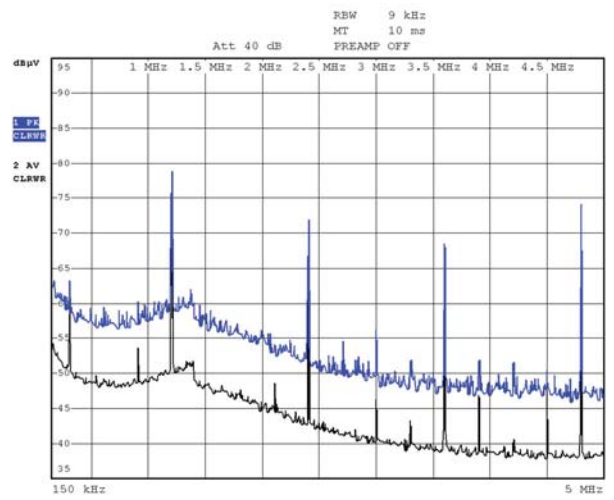
### 5.1.2 Medidas hasta 5 MHz

En primer lugar, se han realizado las medidas dentro del margen de frecuencias entre 150 kHz y 5 MHz para observar con más detalle el efecto de las modulaciones. En la Figura 5.3 se muestran los resultados obtenidos.

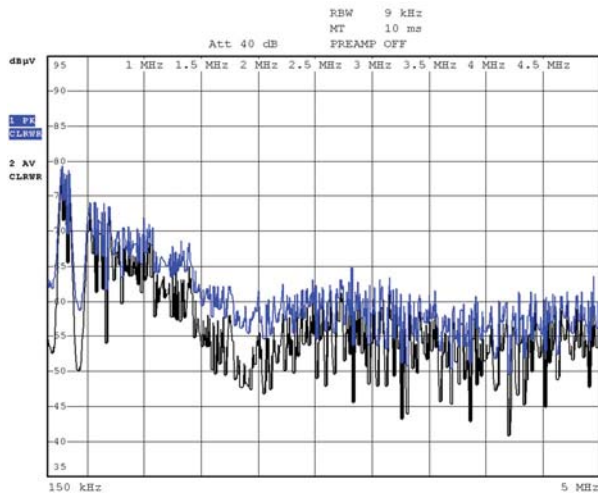




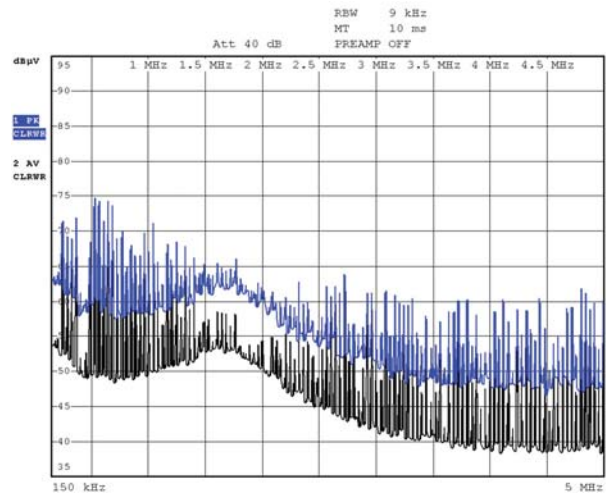
(a) Sin modular.



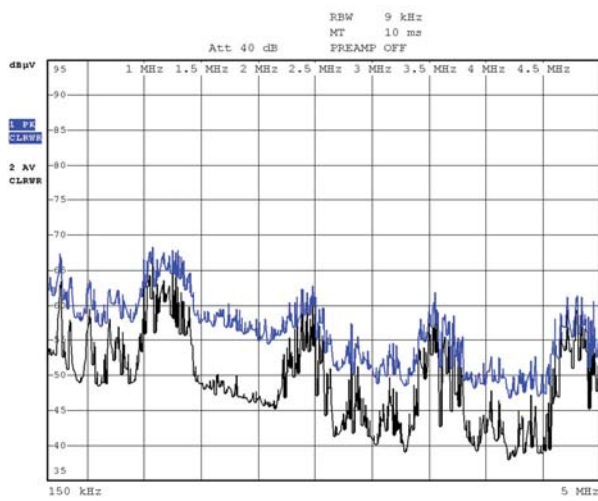
(b) Interleaving.



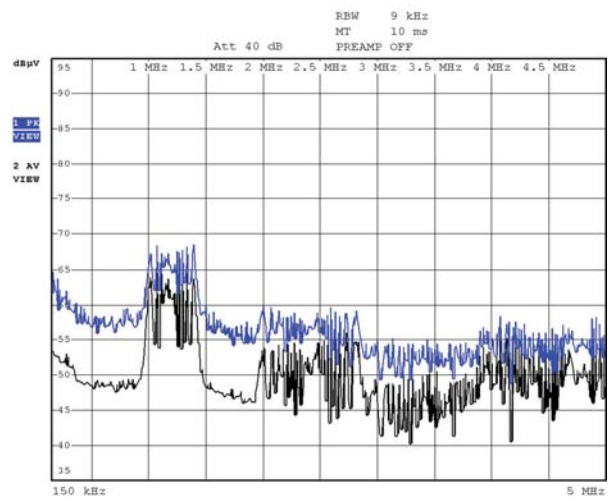
(c) SFM.



(d) CDFM-Tm



(e) CDFM-Tc.



(f) VDFM.

Figura 5.3: EMI [150 kHz - 5 MHz]. V: 5 dB/ H: 500 kHz/. (a) Sin modular. (b) Interleaving. (c) SFM. (d) CDFM-Tm. (e) CDFM-Tc. (f) VDFM.

La técnica de *interleaving* produce una cancelación de los armónicos del espectro que no son múltiplos de  $Nf_c$ , tal y como se ha demostrado en el apartado 2.2. Este efecto se pone de manifiesto en la Figura 5.4. Cuando no se aplica ninguna técnica de reducción, aparecen armónicos a frecuencias múltiplos de  $f_c$  (300 kHz, 600 kHz, 900 kHz, etc.), mientras que si se aplica la técnica de *interleaving* solamente aparecen armónicos a frecuencia múltiplo de  $4f_c$  (1,2 MHz, 2,4 MHz, 3,6 MHz y 4,8 MHz). No obstante, los armónicos que no han sido cancelados mantienen su amplitud.

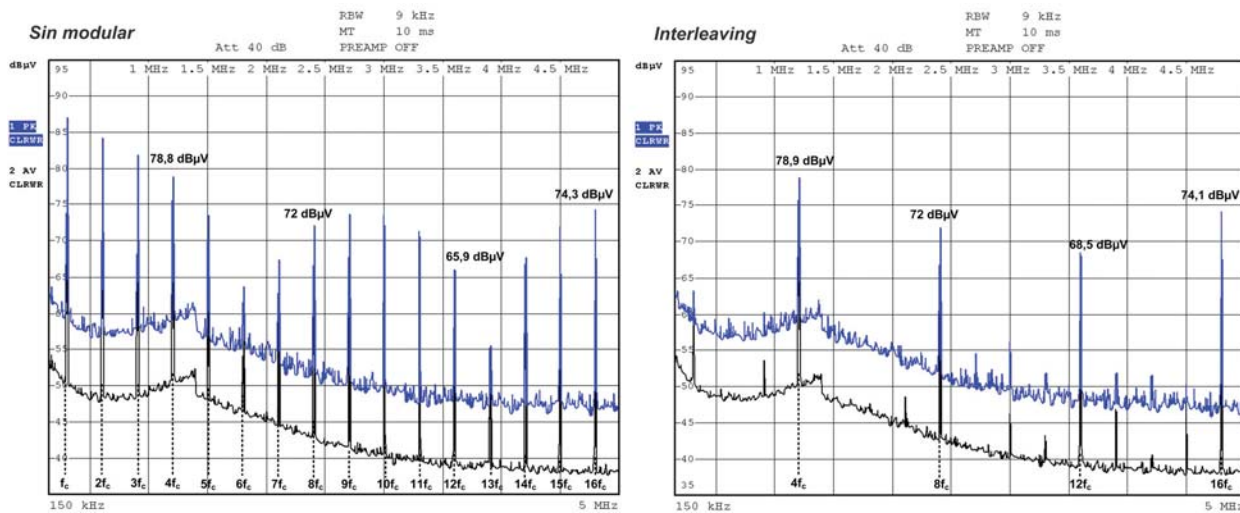


Figura 5.4: Comparativa sin modular vs *interleaving*.

Al aplicar la técnica *SFM* sobre cada uno de los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ , cada uno de los armónicos de las perturbaciones conducidas sufre un ensanchamiento espectral, obteniendo una reducción de su amplitud. En la Figura 5.5 se observa una atenuación mínima, correspondiente a la componente fundamental, de 7,6 dB, valor que coincide con el valor estimado a partir de (2.27), tal y como se demuestra en (5.1). Por otro lado, es posible obtener una atenuación mayor al combinar las técnicas de *interleaving* y *SFM* mediante los esquemas de modulación *CDFM - Tm*, *CDFM - Tc* y *VDFM*, analizados de forma analítica en el apartado 3.1.

$$\Delta dB = -10 \cdot \log_{10}(m_f) = -10 \log_{10}\left(\frac{\Delta f_c}{f_m}\right) = -7,8 \text{ dB} \quad (5.1)$$

En la Figura 5.6 se compara el espectro obtenido para las técnicas *SFM* y *CDFM-Tm*. Cuando se aplica la técnica *CDFM-Tm*, al igual que ocurre en el caso de la técnica *SFM*, la energía de cada uno de los armónicos interferentes se distribuye en bandas laterales. No obstante, debido al

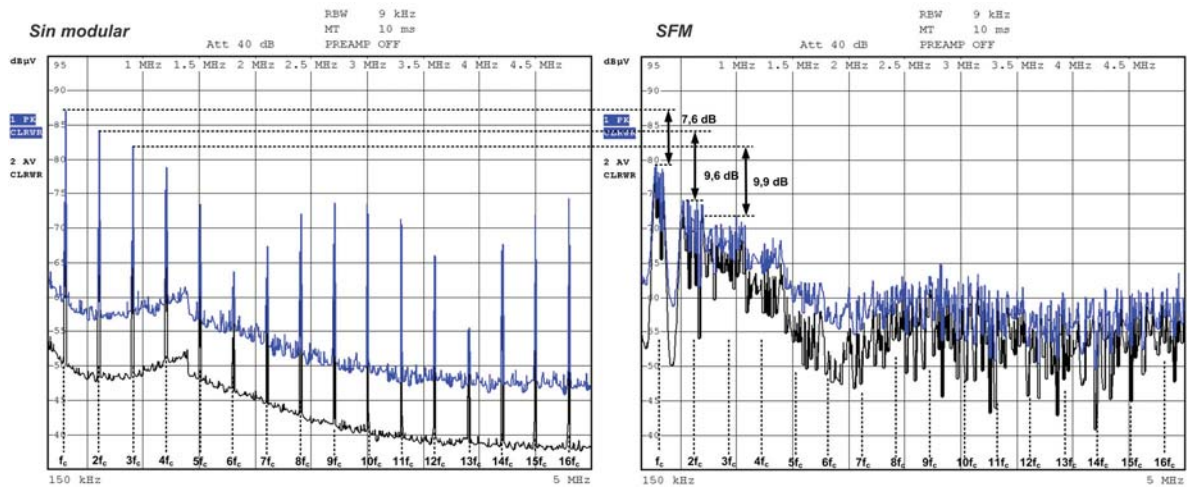


Figura 5.5: Comparativa sin modular vs SFM.

retardo aplicado,  $\alpha_i$ , entre cada uno de los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ , también se produce una cancelación de las bandas laterales cuya frecuencia no es múltiplo de  $4f_m$ , tal y como se había ilustrado en la Figura 3.3.

En primer lugar, el efecto de cancelación de la técnica CDFM- $T_m$  provoca una atenuación en la amplitud de la envolvente del espectro en las bandas laterales centradas a  $f_c$  (300 kHz) de 7,4 dB. Por otro lado, esta cancelación también provoca que el efecto de solapamiento espectral entre bandas laterales consecutivas no se aprecie en el margen de frecuencias evaluado, mientras que al aplicar la técnica SFM se observa a partir del 3<sup>er</sup> armónico ( $3f_c = 900\text{ kHz}$ ). Por consiguiente, se obtiene una atenuación de 5 dB para la frecuencia de 1 MHz.

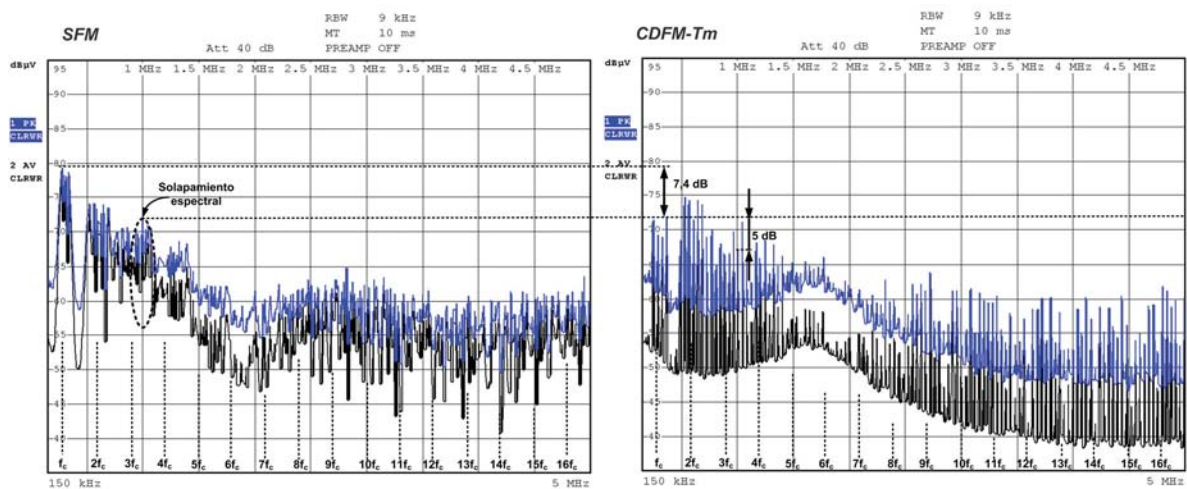


Figura 5.6: Comparativa SFM vs CDFM- $T_m$ .

Respecto al esquema de modulación *CDFM-Tc*, al comparar los resultados obtenidos con la técnica *SFM* (Figura 5.7), se observa una cancelación de los armónicos múltiplos de  $f_c$ , excepto los múltiplos de  $4f_c$ , igual que ocurre con la técnica de *interleaving*. No obstante, también se logra una reducción de la amplitud de los armónicos de las bandas laterales que no están centradas a frecuencias múltiplos de  $Nf_c$ , tal y como se había reflejado en el apartado 3.1 a partir de la Figura 3.6.

En la Figura 5.7 se aprecia como la amplitud de los armónicos de las bandas laterales se han atenuado como mínimo 7,5 dB, excepto las bandas laterales centradas a frecuencia múltiplo de  $4f_c$ , en comparación con la técnica *SFM*. Por otro lado, también se observa como el ancho de banda efectivo de cada uno de los armónicos interferentes, cuya frecuencia es múltiplo de  $4f_c$ , se mantiene constante, mientras que con la técnica *SFM* se incrementa conforme aumenta el orden del armónico.

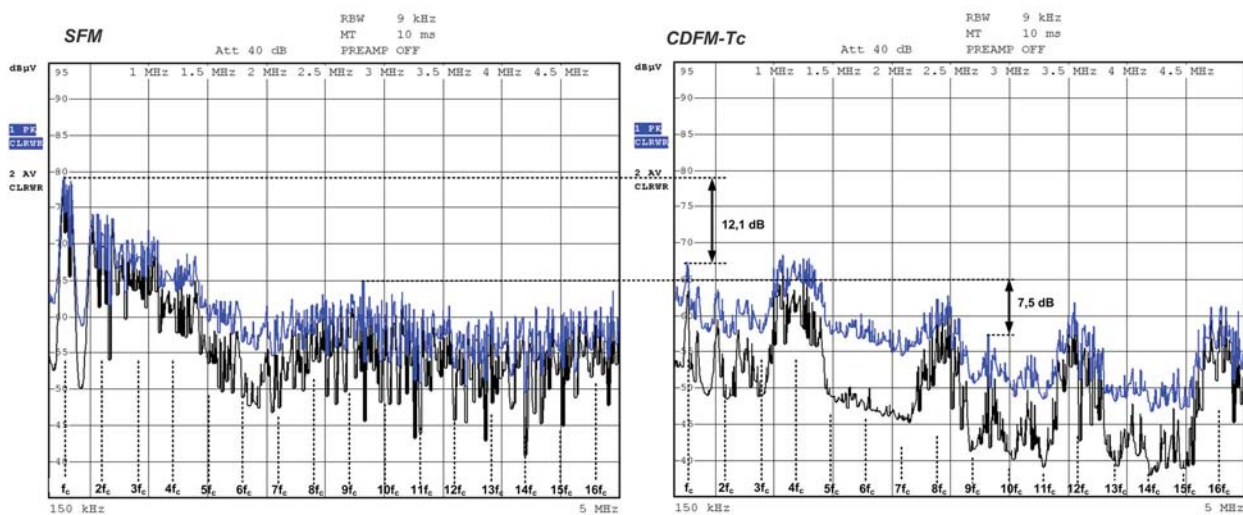


Figura 5.7: Comparativa *SFM* vs *CDFM-Tc*.

La Figura 5.8 muestra como la técnica *VDFM* es la que proporciona una mayor atenuación, ya que produce una dispersión de la energía de los armónicos que quedan después de aplicar *interleaving*. Se observa una atenuación de 11 y 13 dB aproximadamente para los armónicos correspondientes a  $4f_c$  y  $8f_c$  respectivamente. A partir del armónico duodécimo ( $12f_c = 4 \text{ MHz}$ ) se aprecia el efecto de solapamiento espectral, lo que origina que no se obtenga una atenuación de la amplitud del armónico correspondiente a  $12f_c$  mayor de 13 dB.

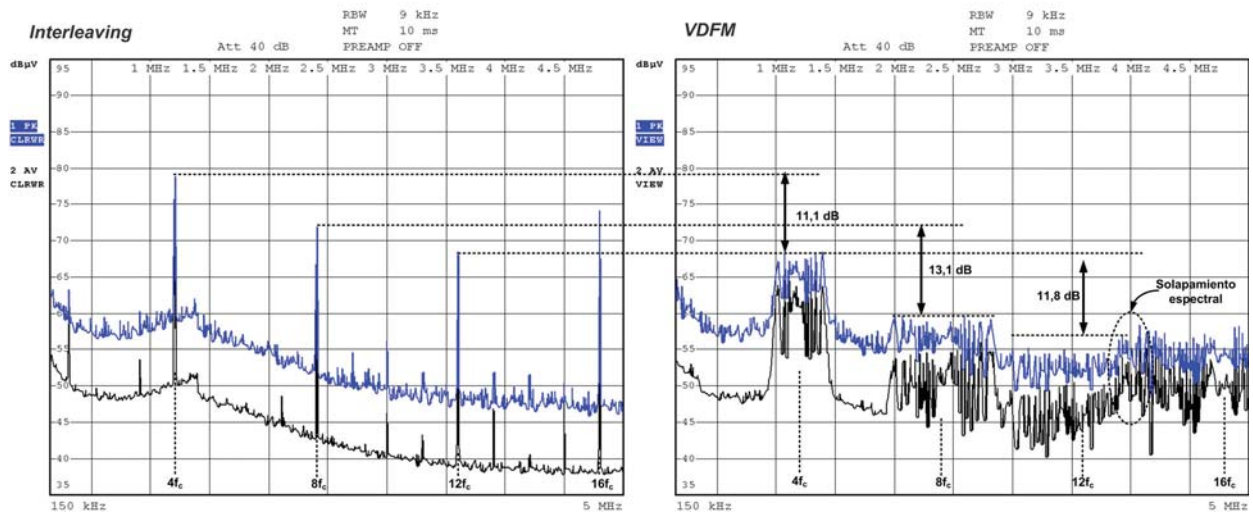


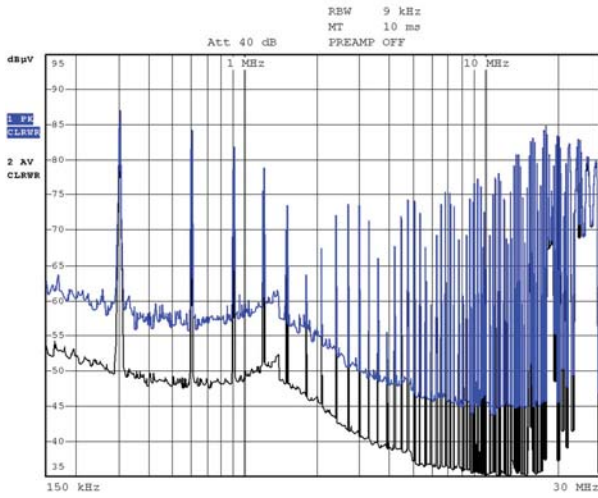
Figura 5.8: Comparativa interleaving vs VDFM.

A partir de los resultados obtenidos se establece que desde el punto de vista de EMC, la técnica VDFM combina las ventajas de las técnicas de interleaving y SFM; cancelación de determinados armónicos y reducción de la amplitud de los armónicos restantes.

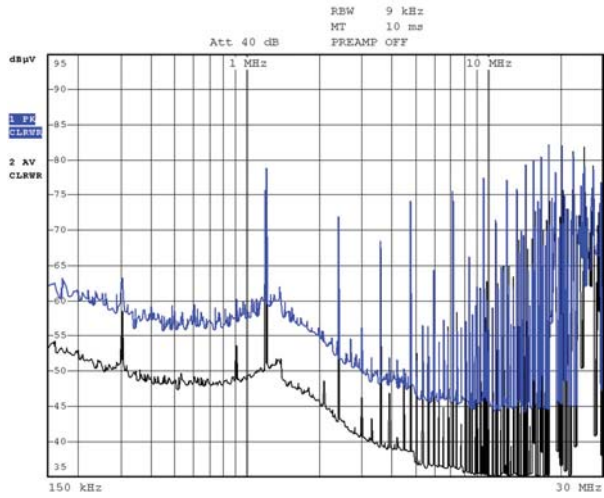
### 5.1.3 Medidas banda B (150 kHz - 30 MHz)

A continuación se evalúan las técnicas propuestas dentro del margen de frecuencias de la banda B (150 kHz a 30 MHz).

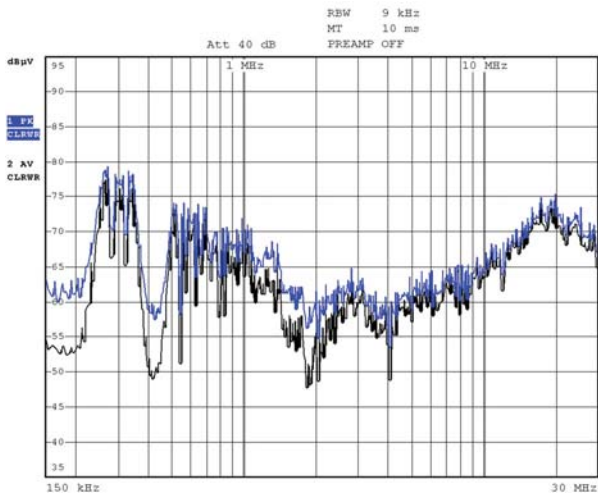
En la Figura 5.9 se muestra el espectro obtenido de las perturbaciones conducidas hasta los 30 MHz, cuando no se aplica ninguna técnica de reducción (sin modular), cuando se aplica la técnica de interleaving, SFM y las tres técnicas propuestas.



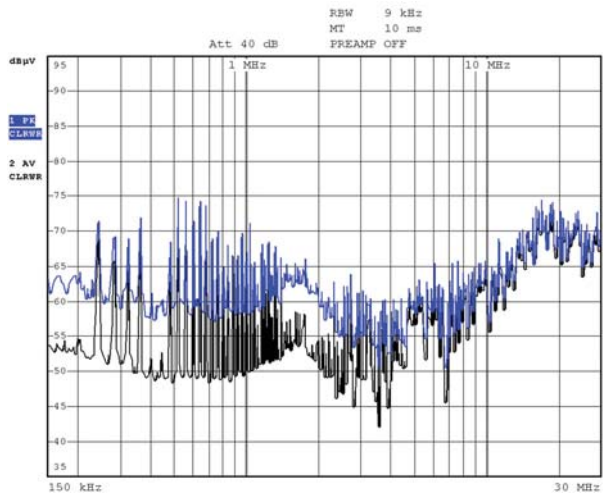
(a) Sin modular.



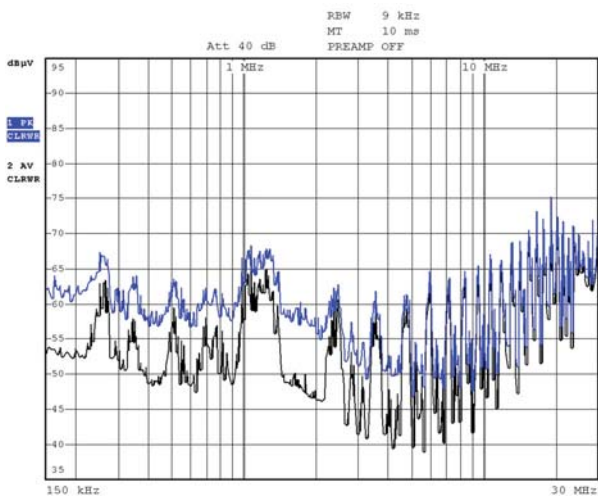
(b) Interleaving.



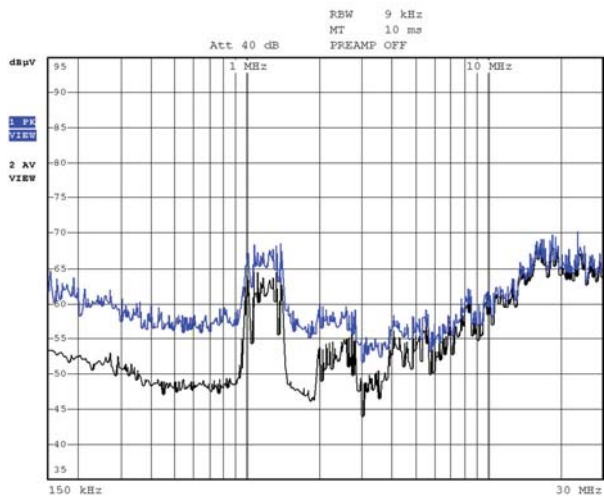
(c) SFM.



(d) CDFM-Tm.



(e) CDFM-Tc.



(f) VDFM.

Figura 5.9: EMI banda B (150 kHz - 30 MHz). V: 5 dB/. (a) Sin modular. (b) Interleaving. (c) SFM. (d) CDFM-Tm. (e) CDFM-Tc. (f) VDFM.

En el caso de aplicar exclusivamente la técnica de *interleaving*, para el rango de frecuencias por encima de los 8 MHz, la cancelación de armónicos que no son múltiplos de  $4f_c$  se hace menos notable, tal y como se observa en la Figura 5.10. Este efecto es atribuible a las tolerancias de los componentes que conforman los convertidores, los drivers que generan las señales de conmutación,  $q_i(t)$ , que afectan a los tiempos de subida,  $t_r$ , y bajada,  $t_f$ , lo que origina diferencias entre cada una de las señales  $q_i(t)$ . Aún así, se obtiene una atenuación mayor de 10 dB.

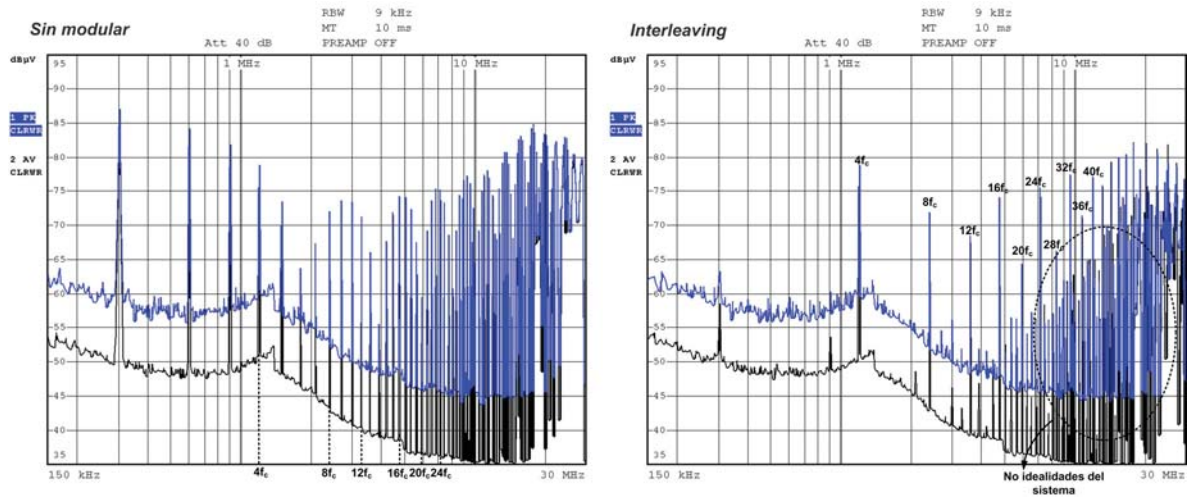


Figura 5.10: Comparativa sin modular vs *interleaving*.

En la Figura 5.11 se observa que la técnica *SFM* proporciona una atenuación de 7,6 dB, como mínimo, en toda la banda B en comparación con el resultado obtenido cuando no se aplica ninguna técnica de reducción.

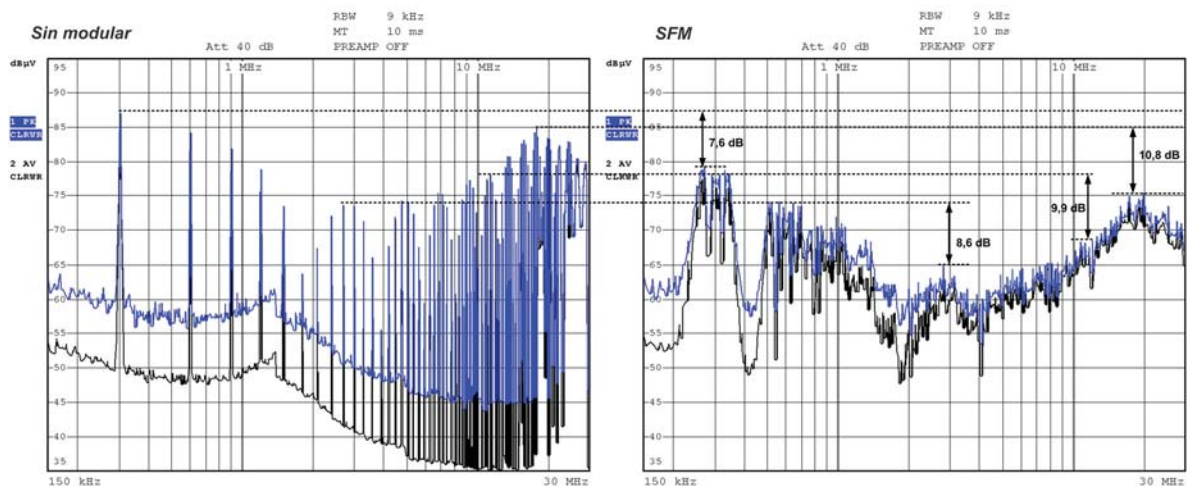


Figura 5.11: Comparativa sin modular vs *SFM*.

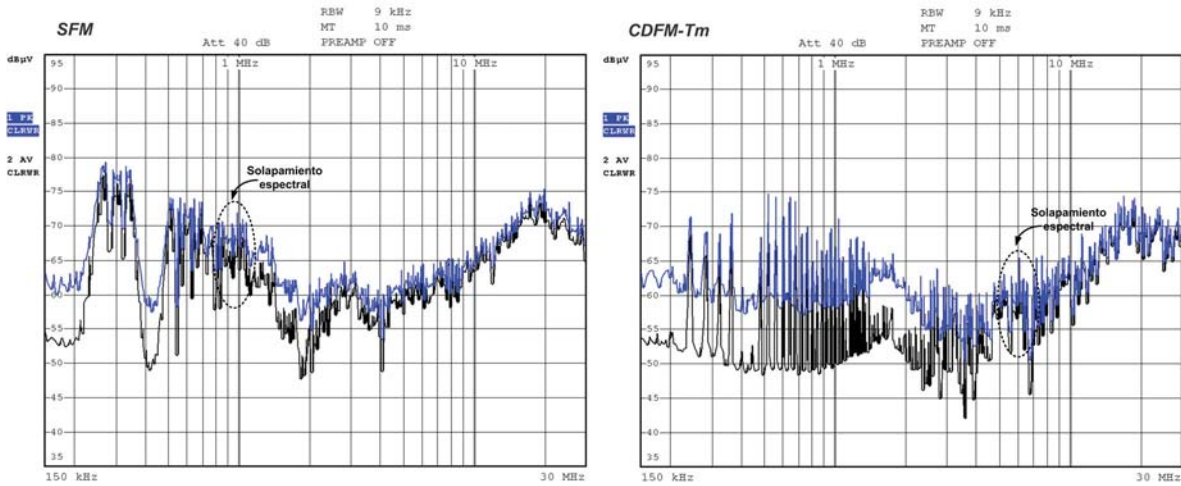


Figura 5.12: Comparativa *SFM* vs *CDFM-Tm*.

En la Figura 5.12 se comparan las técnicas *SFM* y *CDFM-Tm*. A partir de los resultados obtenidos, se pone de manifiesto que al aplicar el esquema de modulación *CDFM-Tm*, el efecto de solapamiento espectral aparece a partir de los 5 MHz, mientras que con la técnica *SFM* este efecto se observa a partir de los 900 kHz. Por este motivo no se observan diferencias considerables en la envolvente de las perturbaciones a partir de los 5 MHz entre ambas técnicas.

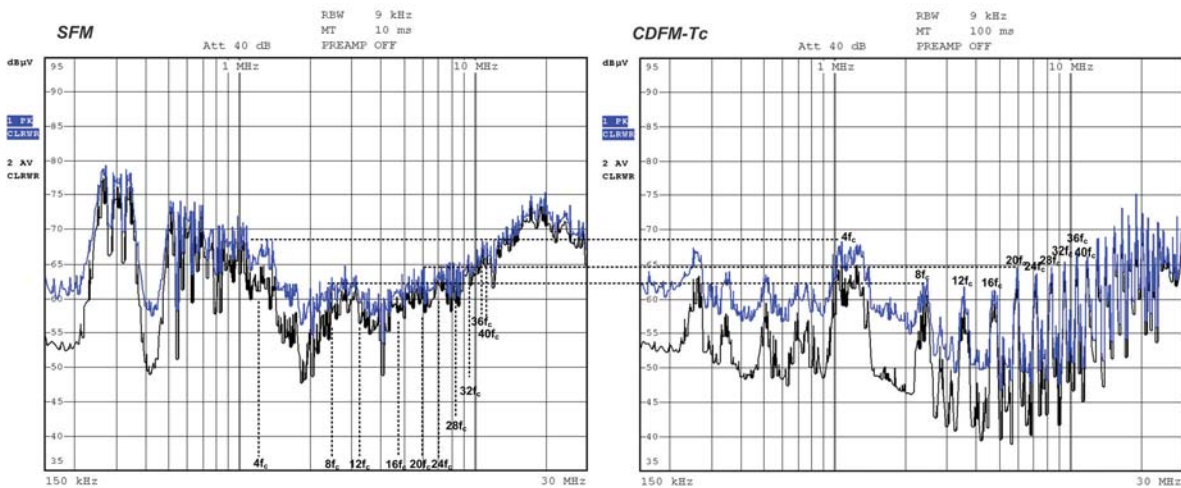


Figura 5.13: Comparativa *SFM* vs *CDFM-Tc*.

La Figura 5.13 muestra como la técnica *CDFM-Tc*, en comparación con la *SFM*, proporciona una mayor atenuación de las bandas laterales no centradas a frecuencias múltiplos de  $4f_c$ . Por consiguiente, se observa una menor contribución de armónicos en toda la banda B. No obstante,



las bandas laterales que no han sido atenuadas (centradas a frecuencia múltiplo de  $4f_c$ ) muestran la misma amplitud que en el caso de aplicar la técnica *SFM*.

Finalmente, la técnica *VDFM* muestra los mejores resultados de atenuación, también en la banda B. Los resultados reflejados en la Figura 5.14 ponen de manifiesto que sigue exhibiendo una mayor atenuación de las perturbaciones en comparación con el resto de técnicas (*interleaving*, *SFM*, *CDFM-Tm* y *CDFM-Tc*). La técnica *VDFM* en comparación con la técnica *SFM*, proporciona una atenuación de 5 dB aproximadamente en el peor caso, dentro del margen de frecuencias entre 10 MHz y 30 MHz.

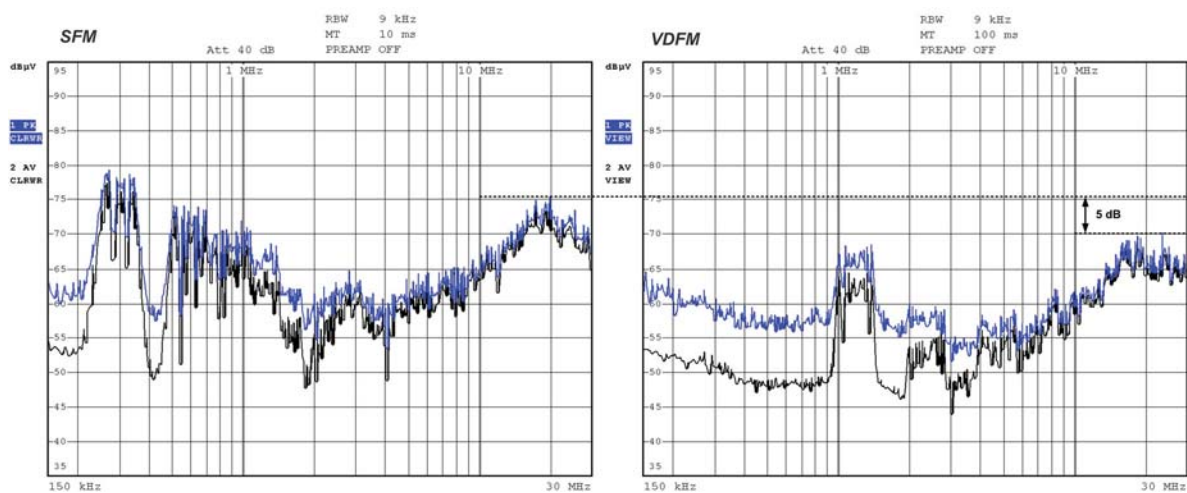


Figura 5.14: Comparativa *SFM* vs *VDFM*.

## 5.2 SEPARACIÓN DE LOS MODOS DE PROPAGACIÓN

En este apartado se evalúa la influencia de cada uno de los esquemas de modulación propuestos sobre la reducción de las perturbaciones conducidas en cada uno de los modos de propagación, Modo Diferencial (*MD*) y Modo Común (*MC*). Para ello, se ha medido la corriente obtenida en ambos modos ( $I_{MD}$  y  $I_{MC}$ ) con ayuda de la sonda de corriente ESH2-Z1, que presenta un factor de conversión nominal de  $1\text{ mV/mA}$  dentro del rango de frecuencias entre 150 kHz hasta 30 MHz.

En la Figura 5.15 se muestra el esquema correspondiente al método de medida empleado para la obtención de la corriente en *MD*,  $I_{MD}$ , y *MC*,  $I_{MC}$ .

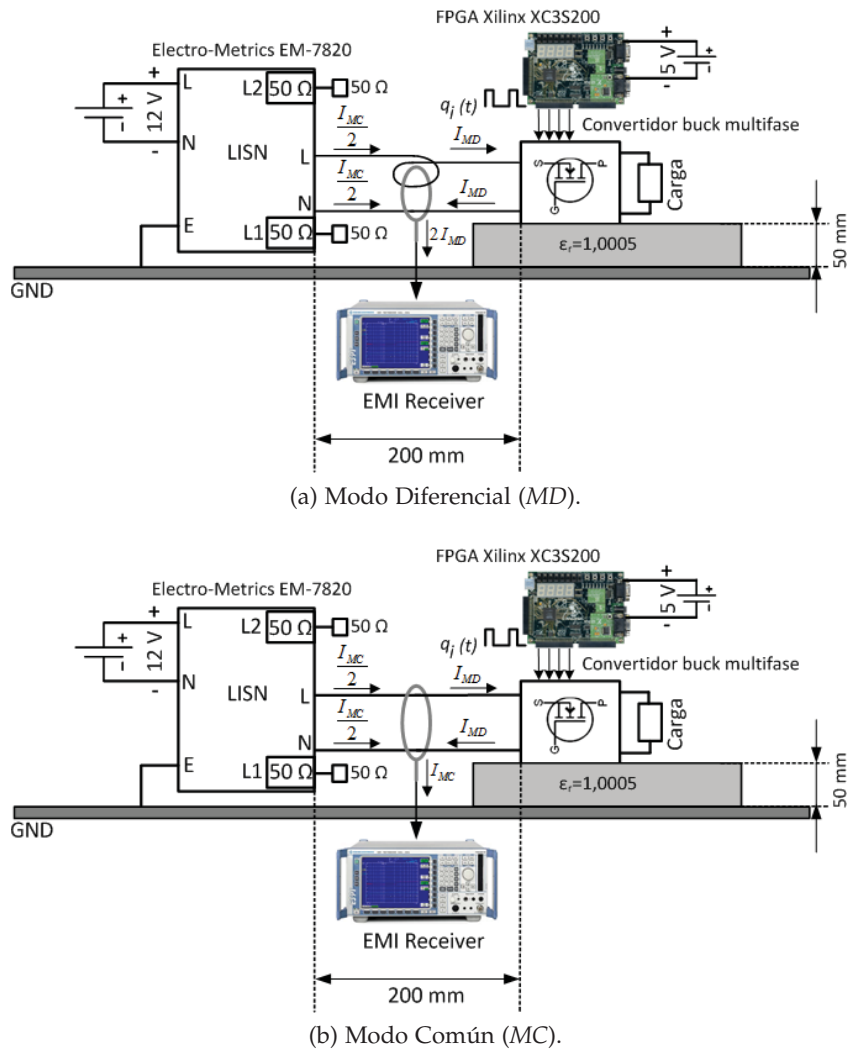


Figura 5.15: Medida de las perturbaciones conducidas usando una sonda de corriente. (a) Modo Diferencial (MD). (b) Modo Común (MC).

La Figura 5.16 y la Figura 5.17 muestran el espectro de las corrientes en MD y MC respectivamente. De acuerdo con los resultados obtenidos, se pone de manifiesto que para frecuencias inferiores a los 10 MHz el modo de propagación dominante de las interferencias es el MD. A partir de 10 MHz, aparece una contribución de las perturbaciones tanto en MD como en MC.

En la propagación de las perturbaciones en MD, la técnica CDFM-Tm (Figura 5.16d) ofrece una atenuación de 10 dB aproximadamente para frecuencias inferiores a 400 kHz, en comparación con la técnica SFM (Figura 5.16c). Sin embargo, las técnicas CDFM-Tc y VDFM son las que presentan una mayor atenuación de la corriente en MD. La técnica VDFM (Figura 5.16f) ofrece

una atenuación de 15 dB aproximadamente en comparación con el espectro de la corriente en *MD* que se obtiene cuando no se aplica ninguna técnica de reducción (Figura 5.16a).

En el caso del *MC*, no se aprecian grandes diferencias entre la técnica *CDFM-Tm* (Figura 5.17d) y la técnica *SFM* (Figura 5.17c), debido a que las perturbaciones en *MC* provocan la aparición de armónicos significativos a frecuencias elevadas, a partir de los 5 MHz, donde ambas técnicas ofrecen resultados similares. Al aplicar la técnica *CDFM-Tc* (Figura 5.17e) se observa una contribución menor de armónicos en comparación con la técnica *SFM* (Figura 5.17c). No obstante, la amplitud máxima de la envolvente del espectro de la corriente en *MC* sigue siendo similar a la que se obtiene con la técnica *SFM*.

En *MC* la técnica *VDFM* es la que vuelve a presentar los mejores resultados desde el punto de vista de *EMC*. Al comparar la Figura 5.17a con la Figura 5.17f, se observa una atenuación mínima de 10 dB correspondiente a la envolvente del espectro de las corrientes en *MC*.

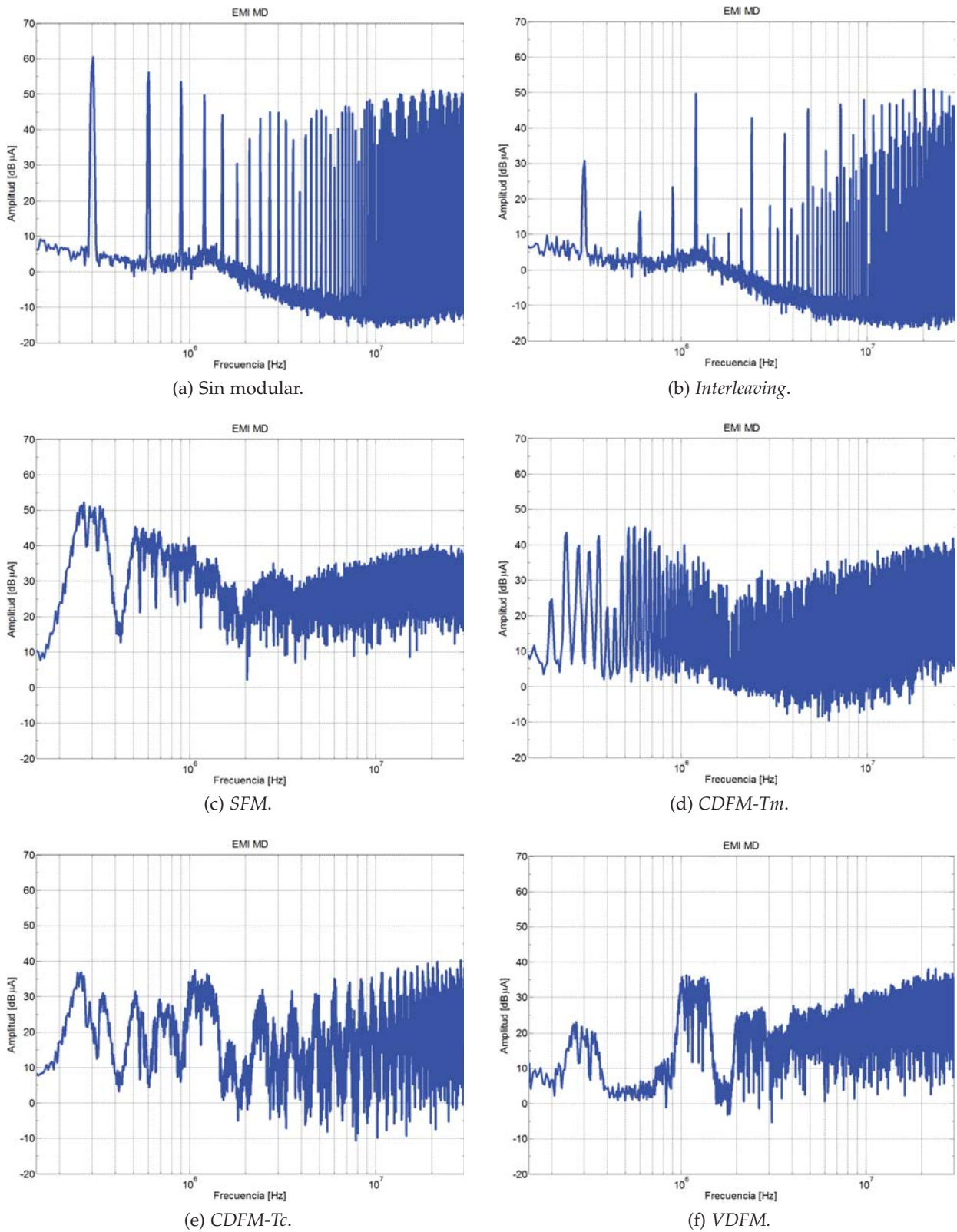
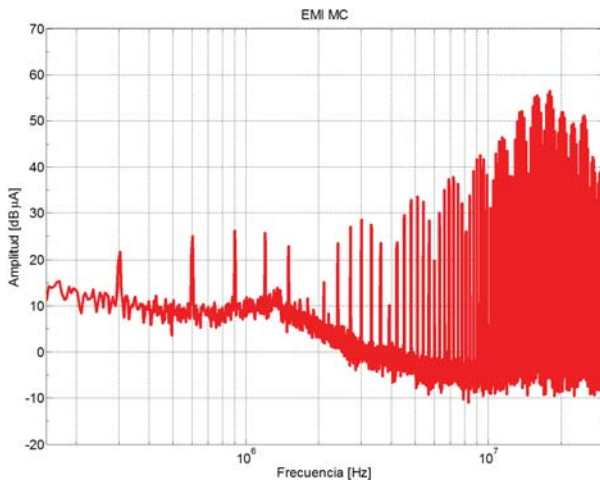
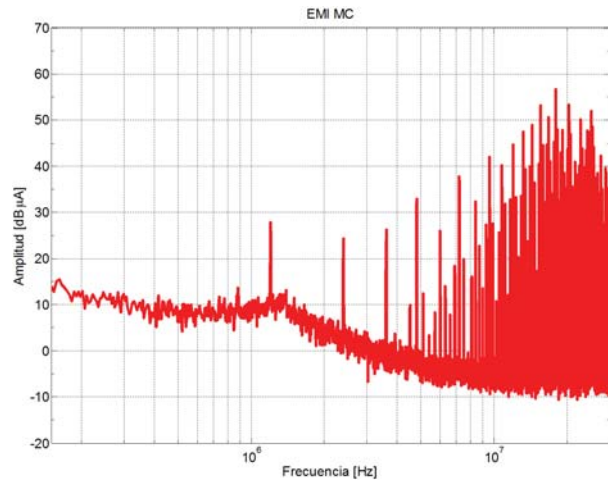


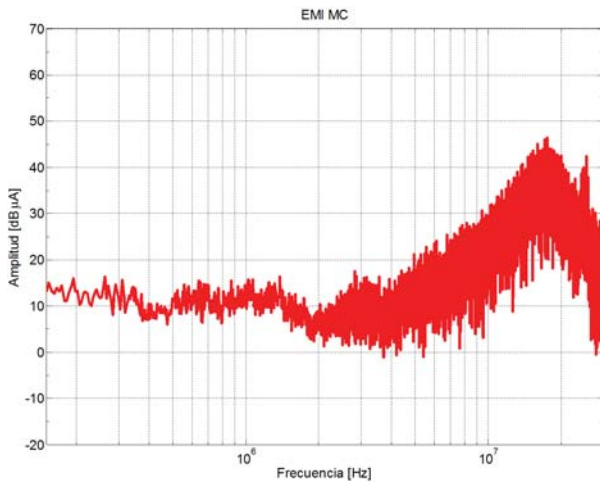
Figura 5.16: Corriente en Modo Diferencial (*MD*). (a) Sin modular. (b) *Interleaving*. (c) *SFM*. (d) *CDFM-Tm*. (e) *CDFM-Tc*. (f) *VFDM*.



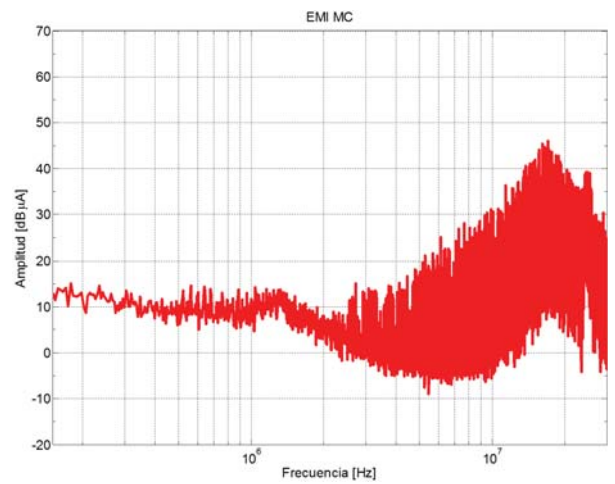
(a) Sin modular.



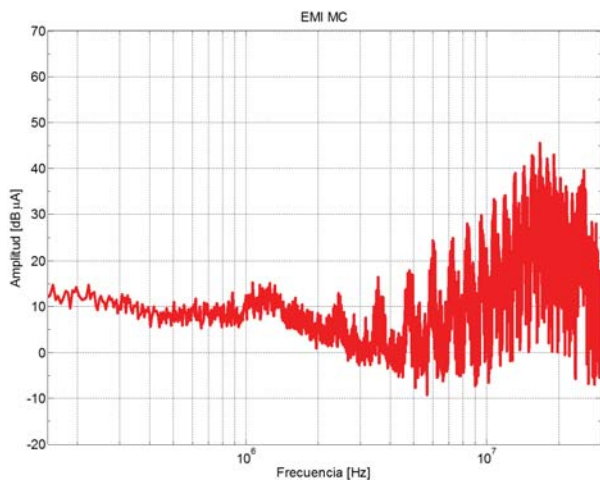
(b) *Interleaving*.



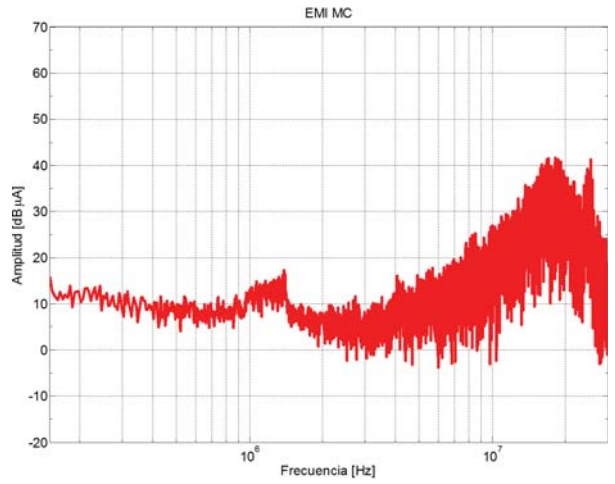
(c) *SFM*.



(d) *CDFM-Tm*.



(e) *CDFM-Tc*.

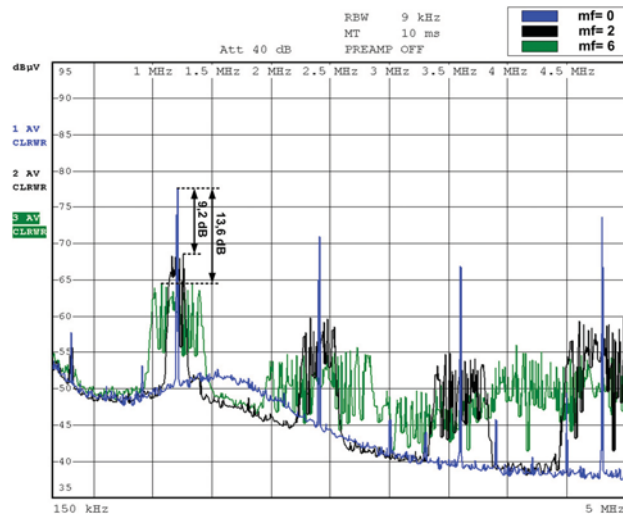


(f) *VDFM*.

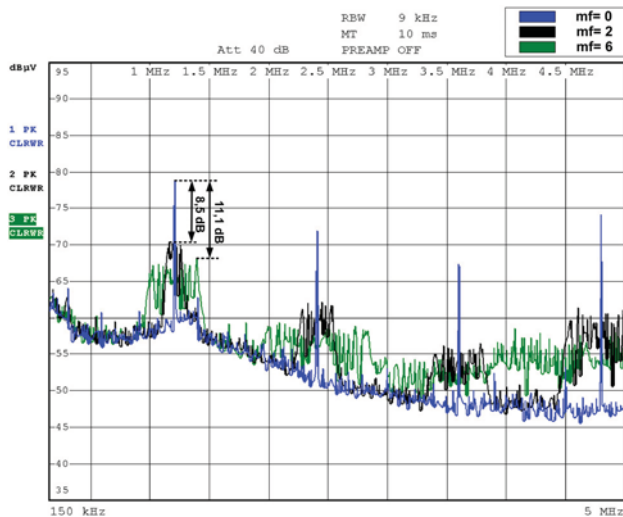
Figura 5.17: Corriente en Modo Común (MC). (a) Sin modular. (b) *Interleaving*. (c) *SFM*. (d) *CDFM-Tm*. (e) *CDFM-Tc*. (f) *VDFM*.

## 5.3 EVALUACIÓN DEL ESQUEMA DE MODULACIÓN VDFM

En este apartado se estudia el impacto de los parámetros de modulación y el número de convertidores,  $N$ , cuando se aplica el esquema de modulación *VDFM*. De acuerdo con las conclusiones extraídas en el capítulo 3, la atenuación de la amplitud de los armónicos de las perturbaciones conducidas debida a la técnica *VDFM*, está directamente relacionada con el índice de modulación,  $m_f$ , y el número de convertidores que conforman el sistema.



(a) Detector de promedio.



(b) Detector de pico.

Figura 5.18: *VDFM*. (a) Detector de promedio. (b) Detector de pico.

En la Figura 5.18 se muestra la influencia del índice de modulación,  $m_f$ , sobre el espectro de las perturbaciones conducidas. Para  $m_f = 0$ , el espectro que se obtiene es el correspondiente a la aplicación exclusivamente de la técnica de *interleaving* (Figura 5.3b). Existe una cancelación de los armónicos de las perturbaciones, excepto aquellos cuya frecuencia es múltiplo de  $4f_c$ . Cabe mencionar que para  $m_f > 0$ , la energía de cada uno de los armónicos que no han sido cancelados se distribuye en bandas laterales, obteniendo una atenuación mayor de sus amplitudes conforme aumenta el valor de  $m_f$ . Para  $m_f = 6$  se aprecia una atenuación correspondiente a la componente fundamental ( $4f_c$ ) de 13,6 dB o 11,1 dB en función del detector utilizado en la medida.

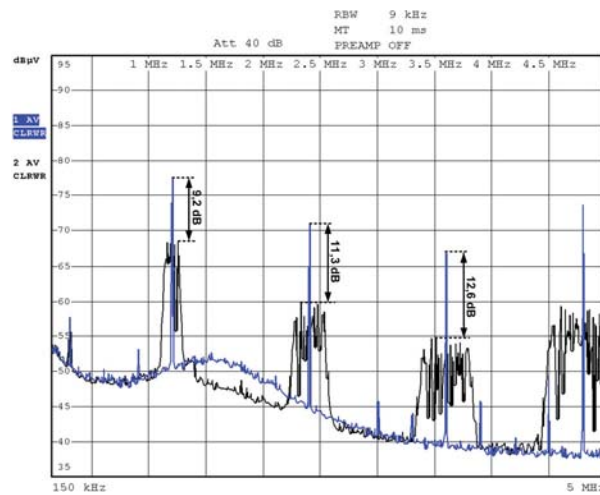
### 5.3.1 Validación experimental del modelo teórico propuesto

A continuación se compara la reducción de la amplitud correspondiente a los 3 primeros armónicos de las perturbaciones,  $\Delta dB_h$ , con los valores obtenidos a partir de la aproximación establecida en (3.23):

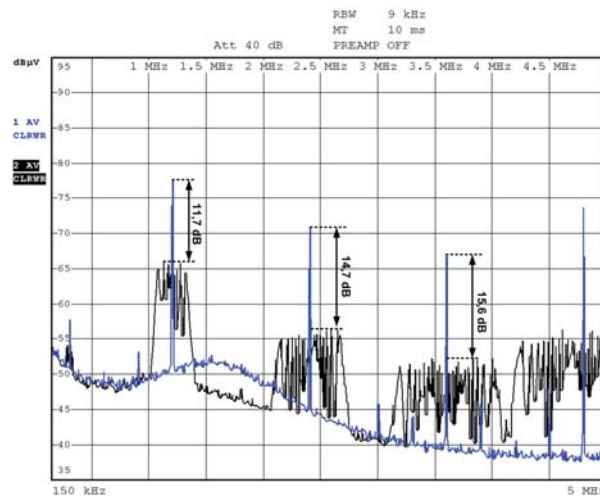
$$\Delta dB_h \approx -10 \log_{10} (N \cdot h \cdot m_f)$$

donde  $h$  corresponde con el orden del armónico.  $\Delta dB_h$  se ha definido como la diferencia en  $dB$  entre la amplitud máxima de la envolvente del espectro modulado, cuando se aplica la técnica *VDFM*, y la amplitud del armónico  $h$  que se obtiene cuando no se modula en frecuencia los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ , es decir, para  $m_f = 0$ .

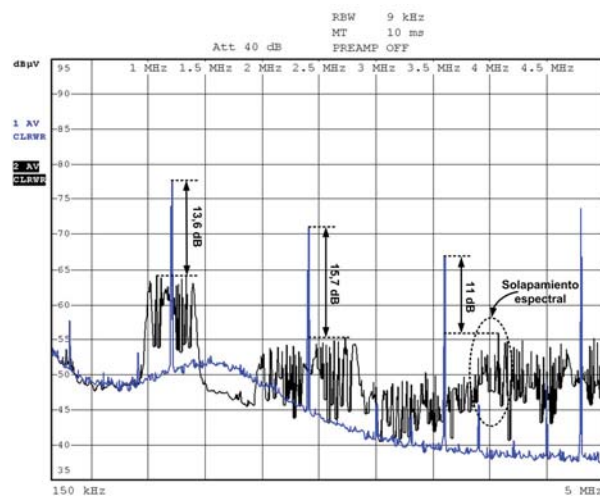
En la Figura 5.19 y Figura 5.20 se muestra el espectro obtenido para diferentes valores de  $m_f$ , utilizando un detector de promedio y pico respectivamente.



(a)  $m_f = 2$ .



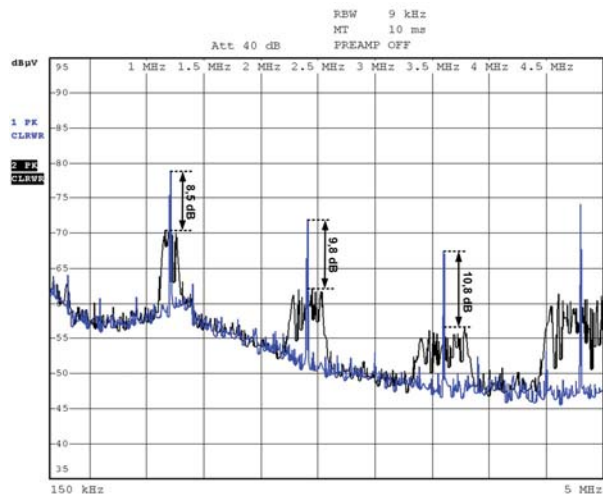
(b)  $m_f = 4$ .



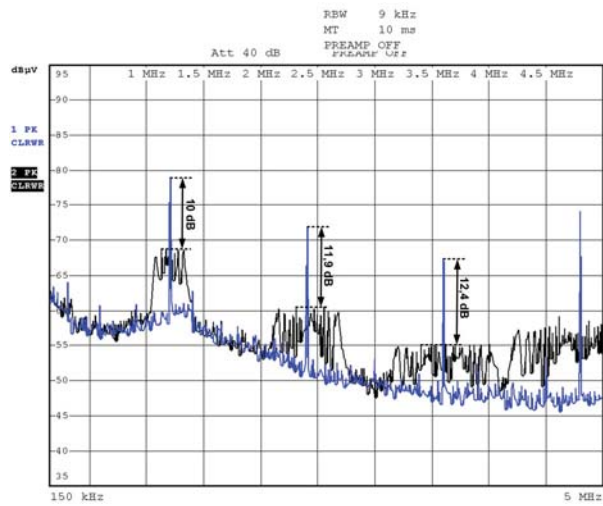
(c)  $m_f = 6$ .

Figura 5.19:  $\Delta dB_h$  en función de  $m_f$  utilizando un detector de promedio. (a)  $m_f = 2$ . (b)  $m_f = 4$ . (c)  $m_f = 6$ .

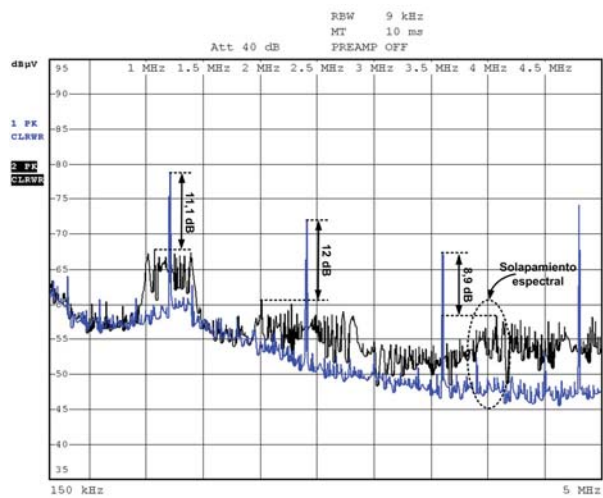




(a)  $m_f = 2$ .



(b)  $m_f = 4$ .



(c)  $m_f = 6$ .

Figura 5.20:  $\Delta dB_h$  en función de  $m_f$  utilizando un detector de pico. (a)  $m = 2$ . (b)  $m_f = 4$ . (c)  $m_f = 6$ .

En la Tabla 5.2 se refleja la atenuación obtenida para los 3 primeros armónicos, utilizando diferentes valores de  $m_f$ , así como el error relativo que se comete al utilizar la expresión (3.23). Cuando se utiliza un detector de promedio se aprecia un error relativo inferior al 10%, excepto para  $m_f = 6$ . En este caso, el error que se comete para  $h = 3$  es superior al 10%, debido al efecto de solapamiento espectral. De acuerdo con (3.25) y (5.2) se establece que el efecto de solapamiento espectral tiene lugar a partir del segundo armónico (para  $h > 2$ ). Por este motivo, en la Tabla 5.2 solamente se ajustan los valores correspondientes a los dos primeros armónicos para  $m_f = 6$ .

$$h \leq \frac{Nf_c - 2f_m - Nf_m m_f}{2Nf_m m_f} \approx 2 \quad (5.2)$$

En el caso de utilizar un detector de pico, el error que se comete al estimar la atenuación obtenida a partir de (3.23) aumenta conforme aumenta el orden del armónico,  $h$ , y el valor de  $m_f$ , tal y como se refleja en la Tabla 5.2.

$m_f$	$h$	Aproximación $\Delta dB_h$ [dB]	Experimental $\Delta dB_h$ [dB]		Error relativo [%]	
			Promedio	Pico	Promedio	Pico
2	1	-9	-9,2	-8,5	-1,84	6,25
	2	-12	-11,3	-9,8	6,56	22,87
	3	-13,8	-12,6	-10,8	9,54	27,8
4	1	-12	-11,7	-10	2,92	20,41
	2	-15,1	-14,7	-11,9	2,39	26,48
	3	-16,8	-15,6	-12,4	7,77	35,58
6	1	-13,8	-13,6	-11,1	1,49	24,34
	2	-16,8	-15,7	-12	7,09	40,10
	3	-18,6	-11	-8,9	68,85	108,69

Tabla 5.2: Reducción de la amplitud en función del orden del armónico,  $h$ , y  $m_f$  (Aproximación vs Experimental).

Por otro lado, además del índice de modulación,  $m_f$ , y el orden del armónico,  $h$ , la atenuación está directamente relacionada con el número de convertidores,  $N$ , que conforman el sistema, tal y como se ha demostrado en el apartado 3.2.1. Así que con el objetivo de validar de forma experimental la relación establecida en (3.23), se han realizado varias medidas empleando diferentes valores de  $m_f$  sobre la misma planta trabajando con diferente número de convertidores.

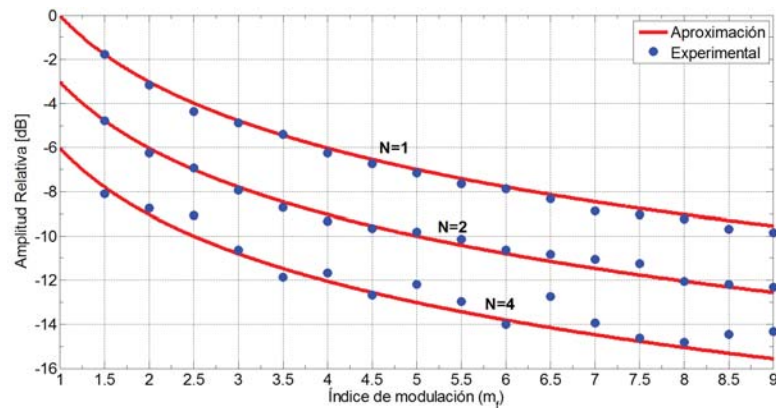


Figura 5.21: Reducción de la amplitud de la componente fundamental en función de  $m_f$  y  $N$  aplicando la técnica VDFM (Aproximación vs Experimental)

En la Figura 5.21 se muestra una comparativa entre la reducción de la componente fundamental,  $\Delta dB$ , obtenida experimentalmente, utilizando un detector de promedio, y mediante la aproximación establecida en (3.23), en función de  $m_f$  y  $N$ . Los resultados obtenidos permiten validar de forma experimental la expresión (3.23) para diferentes valores de  $N$ , siempre que se verifique la condición establecida en (3.25) para el valor máximo de  $m_f$ .

#### 5.4 AMPLITUD DEL RIZADO DE LA TENSIÓN DE SALIDA

La aplicación de técnicas de reducción de  $EMI$  basadas en la modulación en frecuencia de los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ , producen efectos secundarios no deseados sobre los convertidores DC/DC. Por este motivo, se hace necesario evaluar esta degradación a fin de lograr un buen equilibrio entre la reducción de  $EMI$  y las prestaciones del convertidor. Al modular en frecuencia los patrones de conmutación,  $q_i(t)$ , utilizando un perfil de modulación,  $V_m(t)$ , periódico, aparecen armónicos discretos equiespaciados una distancia igual a la frecuencia del perfil de modulación,  $f_m$ . Este efecto origina la aparición de armónicos a frecuencias bajas, inferiores a la de conmutación, originando un incremento del rizado de la tensión de salida,  $V_{out-pp}$ . En consecuencia, el efecto de degradación más evidente es el relacionado con la amplitud del rizado de la tensión de salida.

En la Figura 5.22 se muestra el rizado de la señal de salida,  $V_{out-pp}$ , para cada uno de los 6 casos a analizar (sin modular, *interleaving*, *SFM*, *CDFM-Tm*, *CDFM-Tc* y *VDFM*). Cuando no

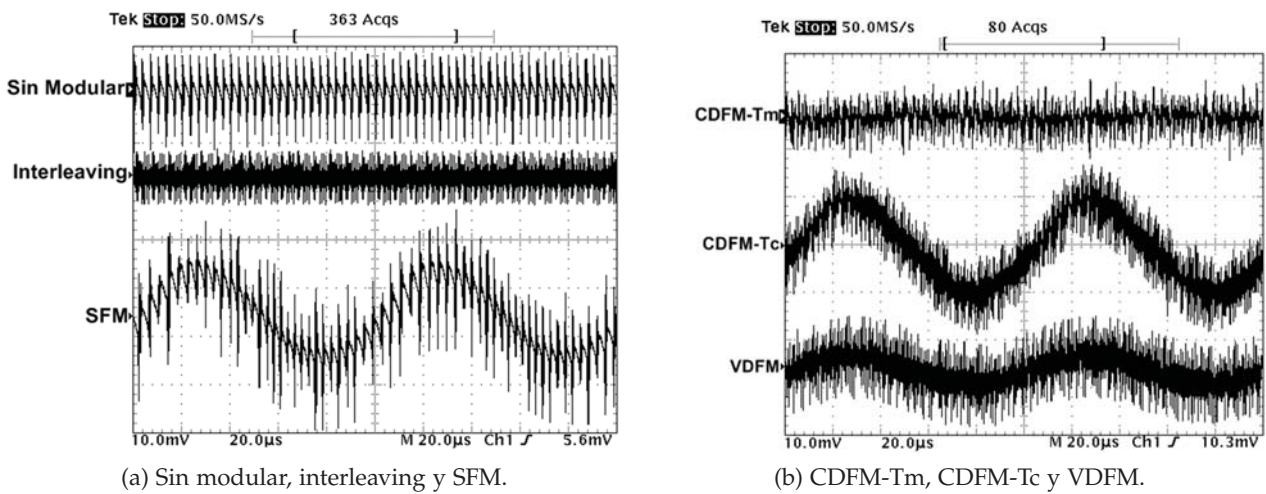


Figura 5.22: Amplitud del rizado de la tensión de salida  $V_{out-pp}$ .

se aplica ninguna técnica de reducción de las perturbaciones (sin modular), se observa una amplitud del rizado de la tensión de salida,  $V_{out-pp}$ , de 18,4 mV. En el caso de aplicar la técnica de *interleaving*, este valor se reduce a 10,6 mV. No obstante, al modular el patrón de conmutación,  $q_i(t)$ , el rizado adopta la forma de onda del perfil de modulación, lo que provoca un incremento de  $V_{out-pp}$ , excepto en el caso de la técnica *CDFM-Tm*. En este caso se obtiene una amplitud de 17 mV aproximadamente.

Cabe mencionar que al aplicar la técnica *CDFM-Tm*, el retardo introducido,  $\alpha_i$ , entre los diferentes patrones de conmutación,  $q_i(t)$ , provoca una cancelación de los armónicos cuya frecuencia no es múltiplo de  $Nf_m$ . Esta cancelación origina una menor contribución de armónicos a frecuencia bajas, inferiores a la de conmutación, en comparación con las otras técnicas (*SFM*, *CDFM-Tc* y *VDFM*). Por consiguiente, la amplitud del rizado de la tensión de salida,  $V_{out-pp}$ , no se ve incrementada.

La Figura 5.23 muestra el espectro de frecuencias de la señal de salida del convertidor,  $V_{out}$ , para el margen de frecuencias entre 9 kHz y 500 kHz. Al analizar los resultados obtenidos, se pone de manifiesto que las técnicas *SFM* y *CDFM-Tc* son las que presentan una amplitud mayor del armónico correspondiente a la frecuencia del perfil de modulación, ( $f_m=10$  kHz). Con las técnicas *VDFM* y *CDFM-Tm* se logra una atenuación de 8 dB y 23 dB respectivamente en comparación con las otras dos técnicas.

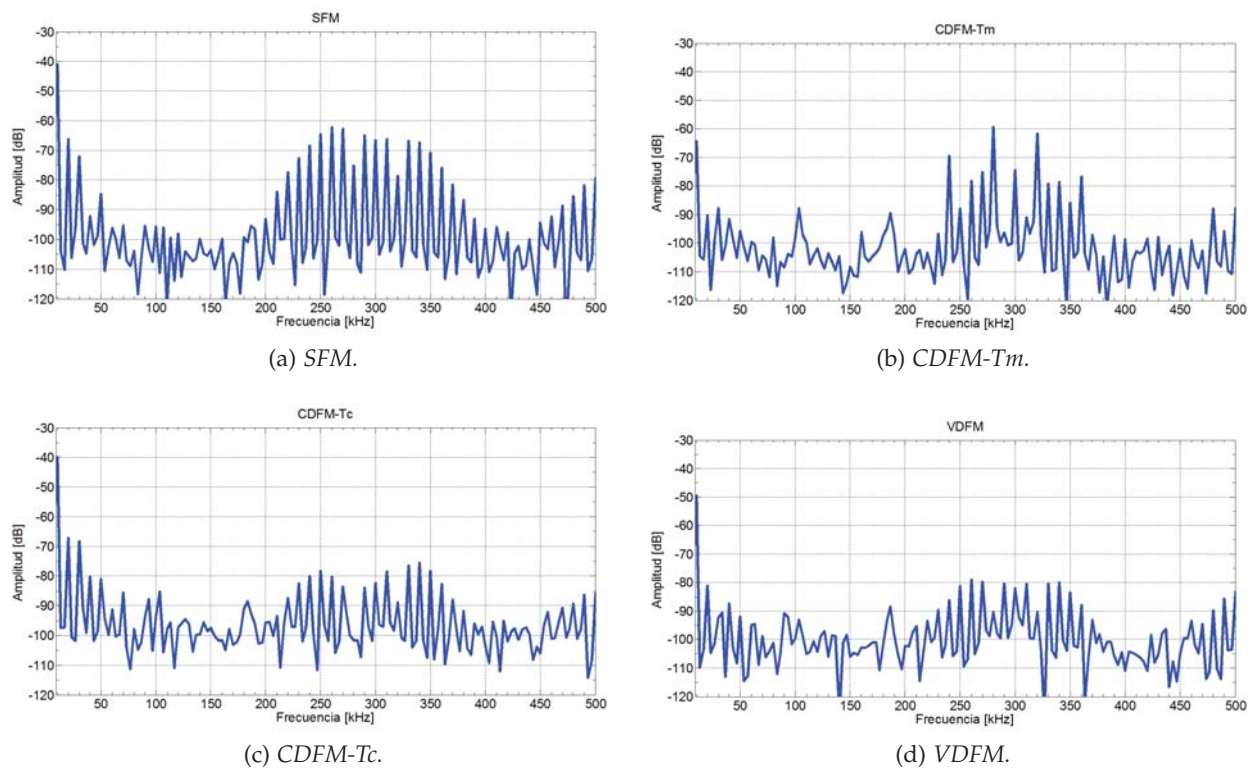


Figura 5.23: Espectro de frecuencias de la señal de salida,  $V_{out}$ . (a) SFM. (b) CDFM-Tm. (c) CDFM-Tc. (d) VDFM.

#### 5.4.1 Evaluación del incremento de la amplitud del rizado en función de $\Delta f_c$

Uno de los parámetros que más influye en el rizado es la máxima desviación de la frecuencia central de conmutación,  $\Delta f_c$ .

A continuación se analiza la influencia de  $\Delta f_c$  sobre la amplitud del rizado de la tensión de salida,  $V_{out-pp}$ , para cada uno de los esquemas de modulación propuestos (CDFM-Tm, CDFM-Tc y VDFM).

La Figura 5.24 muestra las medidas correspondientes a la amplitud del rizado de la tensión de salida,  $V_{out-pp}$ , cuando se aplica la técnica CDFM-Tm. En este caso se observa como los valores obtenidos de  $V_{out-pp}$  son prácticamente constantes e igual a 17 mV aproximadamente. No se aprecia la forma del perfil de modulación en la tensión de salida,  $V_{out}$ . Por consiguiente, se puede establecer que no existe una dependencia respecto al valor de  $\Delta f_c$ .

En la Figura 5.25 se muestran las medidas correspondientes a la amplitud del rizado de la tensión de salida,  $V_{out-pp}$ , cuando se aplica la técnica *CDFM-Tc*. En este caso aparecen componentes frecuenciales a frecuencias múltiplos de la frecuencia del perfil de modulación,  $f_m$ , en la tensión de salida,  $V_{out}$ , tal y como se muestra en la Figura 5.23. Esto sumado a los transitorios provocados por la conmutación, hace que la amplitud de la tensión de salida se incremente conforme aumenta el valor de  $\Delta f_c$ .

Respecto a la técnica *VDFM*, en  $V_{out}$  aparecen componentes frecuenciales a frecuencias múltiplos de  $f_m$  con una amplitud menor que en *CDFM-Tc*, tal como se muestra en la Figura 5.23. Por tanto, en la Figura 5.26 se observa como el incremento de  $V_{out-pp}$  al aumentar  $\Delta f_c$  es mucho menor que en *CDFM-Tc*.

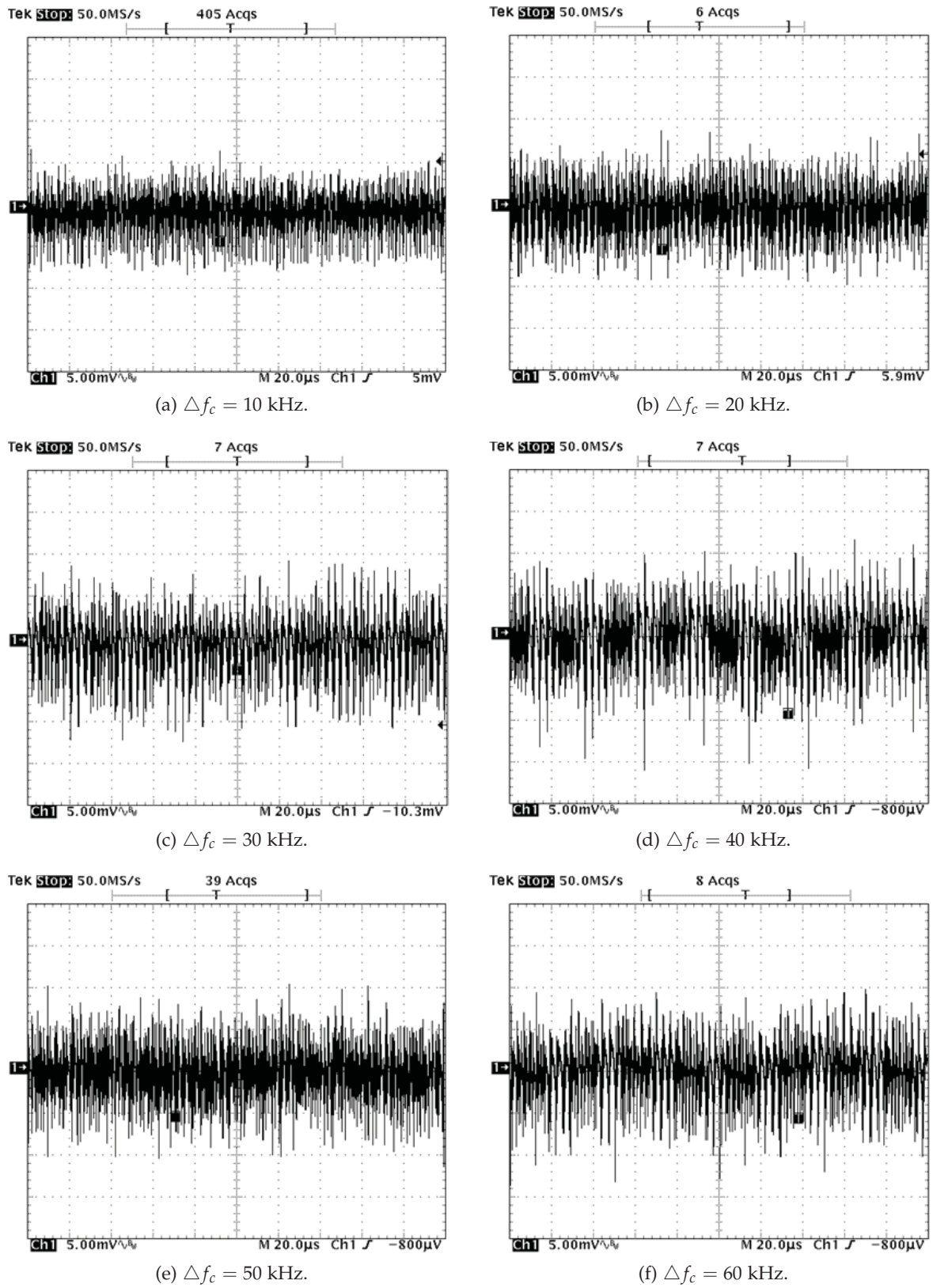


Figura 5.24: Amplitud del rizado de la tensión de salida,  $V_{out-pp}$ , en función de  $\Delta f_c$  para CDFM-Tm. (a)  $\Delta f_c = 10$  kHz. (b)  $\Delta f_c = 20$  kHz. (c)  $\Delta f_c = 30$  kHz. (d)  $\Delta f_c = 40$  kHz. (e)  $\Delta f_c = 50$  kHz. (f)  $\Delta f_c = 60$  kHz.

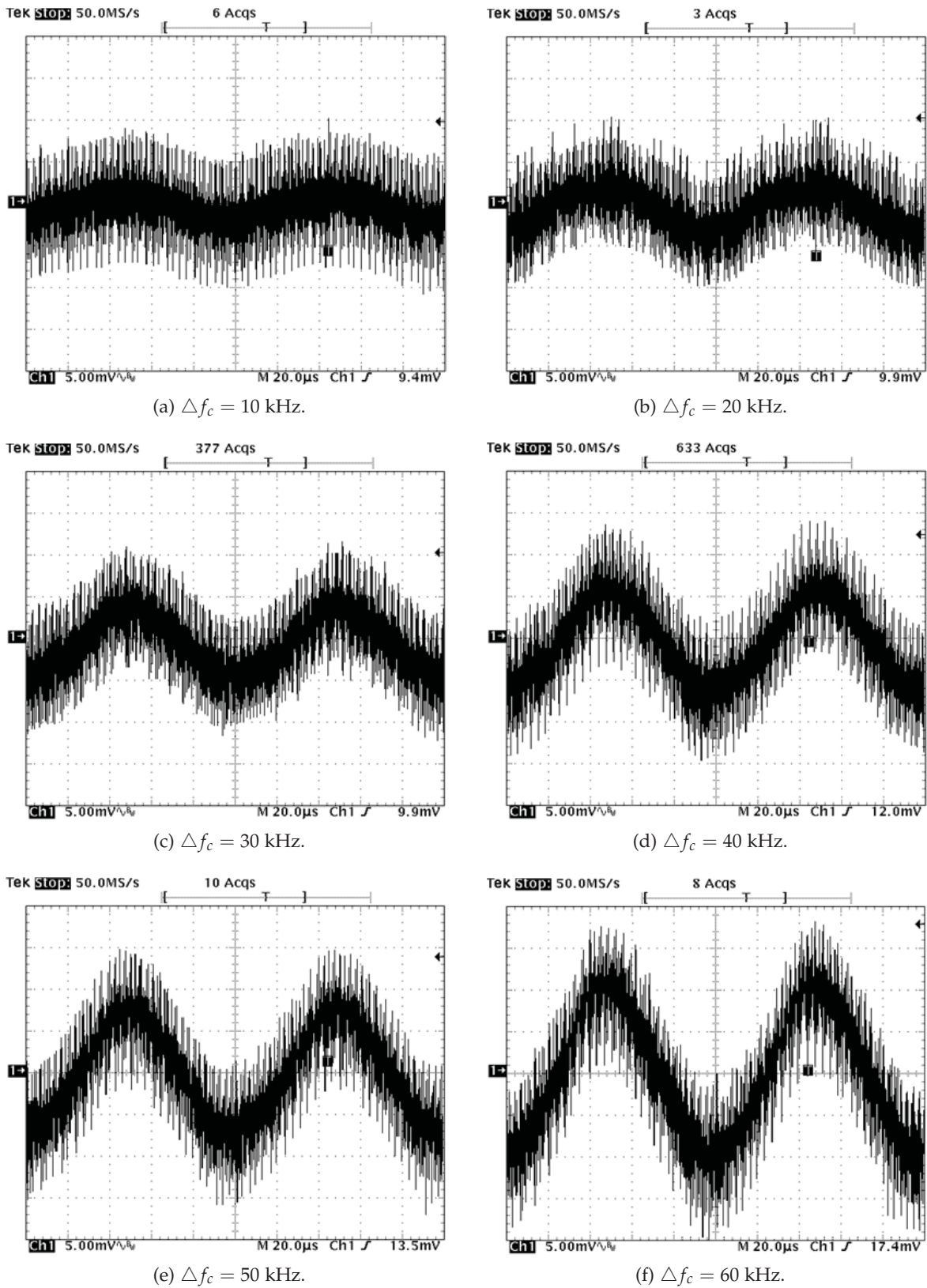


Figura 5.25: Amplitud del rizado de la tensión de salida,  $V_{out-pp}$ , en función de  $\Delta f_c$  para CDFM-Tc. (a)  $\Delta f_c = 10$  kHz. (b)  $\Delta f_c = 20$  kHz. (c)  $\Delta f_c = 30$  kHz. (d)  $\Delta f_c = 40$  kHz. (e)  $\Delta f_c = 50$  kHz. (f)  $\Delta f_c = 60$  kHz.



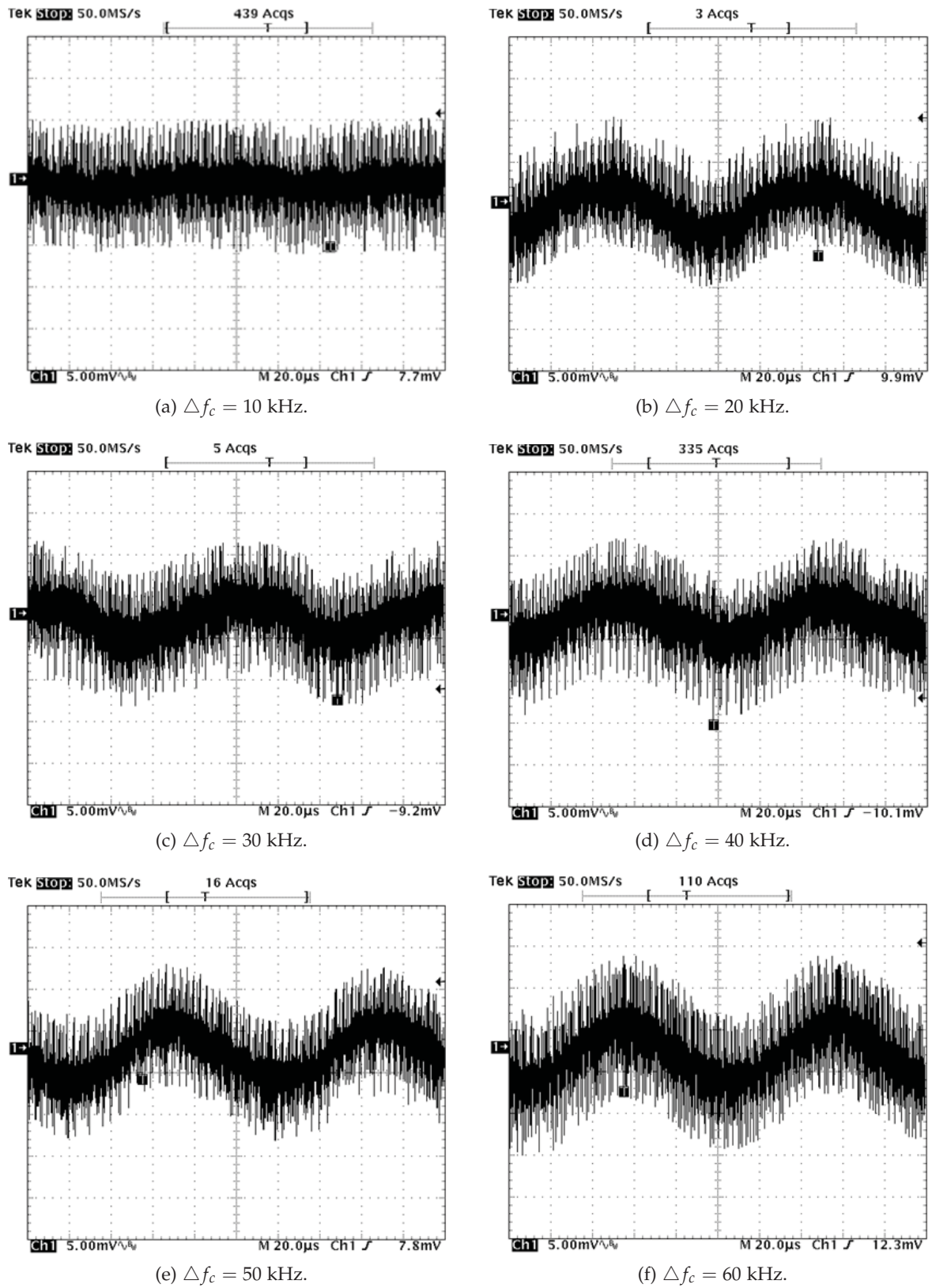


Figura 5.26: Amplitud del rizado de la tensión de salida,  $V_{out-pp}$ , en función de  $\Delta f_c$  para VDFM. (a)  $\Delta f_c = 10$  kHz. (b)  $\Delta f_c = 20$  kHz. (c)  $\Delta f_c = 30$  kHz. (d)  $\Delta f_c = 40$  kHz. (e)  $\Delta f_c = 50$  kHz. (f)  $\Delta f_c = 60$  kHz.

En la Figura 5.27 se muestra el incremento del rizado de la tensión de salida,  $V_{out-pp}$ , en función de  $\Delta f_c$  para los tres esquemas de modulación propuestos (CDFM-Tm, CDFM-Tc y VDFM).

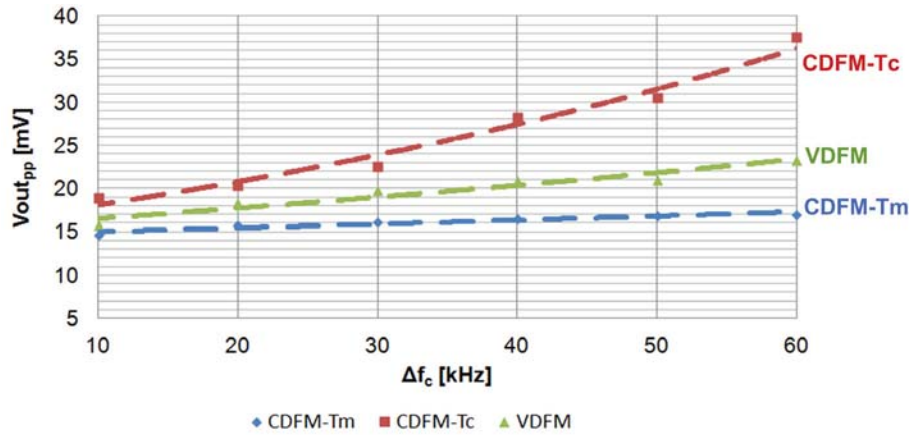


Figura 5.27: Comparativa de la amplitud del rizado de la tensión de salida en función de  $\Delta f_c$ .

## 5.5 CONCLUSIONES

En este capítulo se han evaluado de forma experimental las modulaciones presentadas y analizadas teóricamente en el capítulo 3 que combinan las técnicas de *interleaving* y modulación en frecuencia, con el objetivo de reducir las *EMI* conducidas en sistemas de alimentación modular con conexión en paralelo. El espectro en frecuencia de las perturbaciones se ha evaluado en el margen de frecuencias de la banda B (150 kHz - 30MHz), en la que se encuentra la frecuencia central de conmutación,  $f_c$  del convertidor *buck* multifase descrito en el capítulo 4. En primer lugar, se han realizado las medidas dentro del margen de frecuencias entre 150 kHz y 5 MHz. A continuación, se han realizado las medidas en toda la banda B. Los resultados obtenidos ponen de manifiesto que la técnica *VDFM* es la que exhibe una mayor atenuación de las perturbaciones. En [P7, P8] se recogen los resultados obtenidos dentro del margen de frecuencias entre 150 kHz y 5 MHz, trabajando con una  $f_c = 400\text{kHz}$  y sin el lazo de regulación. Los resultados correspondientes al margen de frecuencias de la banda B han sido publicados en [P9, P10]. También se ha comprobado, que la reducción de las perturbaciones conducidas no depende del modo de propagación de estas. El comportamiento de las diferentes técnicas de modulación es el mismo en *MD* y en *MC*.

Una vez identificada la técnica *VDFM* como la que ofrece una mayor atenuación de las perturbaciones, se ha evaluado el impacto de los parámetros de modulación y el número de convertidores,  $N$ . Al aumentar el índice de modulación,  $m_f$ , o el número de convertidores, aumenta la atenuación de las perturbaciones. Parte de los resultados obtenidos se han publicado en [P11], incluyendo el modelo matemático para estimar la atenuación obtenida en cada uno de los armónicos de las perturbaciones, en función de  $m_f$  y  $N$ .

Por otro lado, también se ha evaluado la influencia sobre el rizado de la tensión de salida  $V_{out-pp}$ . Respecto a este parámetro, se ha puesto de manifiesto que la técnica *CDFM-Tm* es la que provoca un menor impacto en el incremento de la amplitud del rizado de la tensión de salida. No obstante, la técnica *VDFM* se puede identificar como la técnica que ofrece el mejor equilibrio entre atenuación y degradación de las prestaciones del convertidor en términos del rizado de la tensión de salida,  $V_{out-pp}$ . En [P9, P10] y [P12] se recoge un estudio del rizado trabajando sin y con el lazo de regulación respectivamente.

---

## CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

---

### 6.1 CONCLUSIONES

En esta tesis se han desarrollado teóricamente y evaluado de forma experimental tres técnicas de supresión de perturbaciones conducidas en sistemas de alimentación multiconvertidor con conexión modular (*CMM*). Para ello, se ha estudiado la manera de combinar la técnica de *interleaving*, comúnmente utilizada en este tipo de sistemas, con técnicas basadas en la modulación de las señales de control de cada uno de los convertidores. La técnica de *interleaving* produce dos efectos: una reducción de la amplitud del rizado de la tensión de salida y la cancelación de determinados armónicos de las perturbaciones. Si además se aplica la modulación de frecuencia (*SFM*) se consigue una supresión adicional de las perturbaciones. En [P1, P2] se presentan los resultados correspondientes a la atenuación de las perturbaciones conducidas originadas por un convertidor *buck*, cuando se aplica la técnica *SFM*.

Se han analizado tres estrategias de modulación empleando un perfil de modulación periódico. En todos los casos los convertidores han funcionado en régimen de conmutación forzada. Concretamente, se han analizado la modulación en frecuencia (*SFM*), la modulación de la posición del pulso (*PPM*) y la modulación de anchura de pulso (*PWM*). A partir de los resultados obtenidos, se puede afirmar que la técnica *SFM* es la que proporciona una mayor atenuación. Parte de este estudio se ha publicado en [P3]. En condiciones de funcionamiento similares, al aplicar *SFM* se obtiene una atenuación de la amplitud de la componente fundamental aproximadamente de 10 dB, mientras que con las estrategias de modulación *PPM* y *PWM* se obtiene una atenuación de 5 dB y 2,4 dB respectivamente.

Una vez identificada la modulación *SFM* como la más prometedora, se ha profundizado en su aplicación conjunta con la técnica de *interleaving*. En este sentido, se han propuesto tres alternativas. En todas ellas se modula en frecuencia la señal de control (*SFM*) empleando un mismo perfil de modulación periódico en cada convertidor que conforma el sistema. En consecuencia, el periodo de las señales de control es igual al del perfil de modulación,  $T_m$ . En la primera de ellas, *Constant Delay  $T_m$  with switching Frequency Modulation (CDFM- $T_m$ )*, se introduce un retardo constante entre las señales de control de cada convertidor en función de  $T_m$ . La segunda técnica propuesta, *Constant Delay  $T_c$  with switching Frequency Modulation (CDFM- $T_c$ )*, es similar a la anterior, pero en este caso el retardo a aplicar está en función del valor nominal del periodo de conmutación de las señales de control,  $T_c$ . La tercera técnica, *Variable Delay with switching Frequency Modulation (VDFM)*, se basa en variar la posición inicial de cada uno de los pulsos que conforman las señales de control, una vez moduladas en frecuencia. Para ello, se aplican conjuntamente las técnicas *SFM* y *PPM*.

Los tres esquemas de modulación propuestos han sido evaluados y comparados de forma teórica. Para ello, se ha analizado el espectro frecuencial correspondiente a la suma de los patrones de conmutación de los  $N$  convertidores que conforman el sistema, cuando se aplica exclusivamente la técnica *SFM* y cuando se aplica cada una de las tres técnicas propuestas. El análisis de los esquemas de modulación *CDFM- $T_m$*  y *VDFM* ha sido publicado en [P4, P5].

En comparación con la técnica *SFM*, *CDFM- $T_m$*  además de una atenuación de la envolvente del espectro de las perturbaciones, provoca una cancelación de los armónicos de las perturbaciones cuya frecuencia no es múltiplo de  $Nf_m$ . Esto origina que la distancia de separación entre bandas laterales consecutivas aumente. En el caso de la técnica *CDFM- $T_c$* , se produce una cancelación de armónicos a frecuencias múltiplos del valor nominal de la frecuencia de conmutación,  $f_c$ , excepto a múltiplos de  $Nf_c$ . Además de esta cancelación, también se obtiene una atenuación como mínimo de 10 dB de la amplitud de los armónicos de las bandas laterales para un índice de modulación,  $m_f = 6$ , excepto las centradas a frecuencias múltiplos de  $Nf_c$ . No obstante, la mayor reducción se produce con la técnica *VDFM*, ya que no solamente se logra cancelar algunos armónicos y reducir la envolvente del resto, sino que se eliminan todas las bandas laterales, a excepción de las centradas a frecuencias múltiplos de  $Nf_c$ .

Dado que desde el punto de vista de *EMC*, la técnica *VDFM* es la que ofrece una mayor atenuación de la amplitud de los armónicos de las perturbaciones conducidas, se ha seleccionado como base para elaborar un estudio más exhaustivo. En concreto, se ha desarrollado un modelo matemático que permite estimar la reducción de la amplitud de cada armónico en función de los parámetros de modulación y el número de convertidores,  $N$ , del sistema. A partir del modelo matemático obtenido, también es posible establecer el valor de los parámetros de modulación necesarios para obtener la atenuación requerida y cumplir con las directivas de *EMC*.

A continuación, las tres modulaciones propuestas (*CDFM-Tm*, *CDFM-Tc* y *VDFM*) se han evaluado experimentalmente sobre un convertidor *buck* de cuatro fases ( $N = 4$ ), trabajando en modo de conducción continuo (*CCM*). Con el objetivo de evitar hardware adicional, se ha implementado el lazo de regulación y los bloques de modulación sobre una misma *FPGA*. En [P6] se propone una alternativa para la implementación del esquema de modulación *VDFM* sobre una *FPGA*.

El espectro en frecuencias de las perturbaciones se ha evaluado en la banda B (150 kHz-30MHz), en la que se encuentra la frecuencia central de conmutación,  $f_c$  del convertidor *buck* multifase. En [P7, P8] se han presentado los resultados obtenidos dentro del margen de frecuencias entre 150 kHz y 5 MHz, trabajando con  $f_c = 400 \text{ kHz}$  y sin el lazo de regulación diseñado en el capítulo 4. Los resultados correspondientes a la banda B han sido publicados en [P9, P10]. También se ha comprobado que estas técnicas son igualmente válidas para reducir las perturbaciones propagadas en modo diferencial (*MD*) y en modo común (*MC*). Los resultados obtenidos ponen de manifiesto que la técnica *VDFM* es la que exhibe una mayor atenuación dentro de la banda B. De acuerdo con el estudio teórico realizado, esta atenuación no solamente depende del índice de modulación,  $m_f$ , sino que está directamente relacionada con el número de convertidores del sistema,  $N$ . En comparación con la técnica *interleaving*, al aumentar el número de convertidores en paralelo,  $N$ , se obtiene un incremento en la atenuación alrededor de 3 dB para  $N = 2$  y 6 dB para  $N = 4$ . Estos resultados han sido publicados en [P11].

En cuanto a los efectos indeseables de la aplicación de estas técnicas cabe señalar la aparición de componentes a frecuencias inferiores a la de conmutación. En el caso de utilizar un perfil de modulación periódico,  $V_m(t)$ , se generan armónicos discretos a frecuencias múltiplos de la frecuencia del perfil de modulación,  $f_m$ , normalmente muy inferior al valor nominal de la fre-

cuencia de conmutación,  $f_c$ . Esto provoca, a priori, un aumento del rizado de la tensión de salida. Respecto a este parámetro, la técnica *CDFM-Tm* es la que provoca un menor incremento en el rizado de la tensión de salida. No obstante, la técnica *VDFM* es la que ofrece el mejor compromiso entre atenuación y rizado de la tensión de salida. En [P9, P10] y [P12] se presenta la influencia de los esquemas de modulación sobre el rizado de la tensión de salida, trabajando sin y con el lazo de regulación respectivamente.

## 6.2 PROPUESTAS DE TRABAJOS FUTUROS

De acuerdo con las principales conclusiones extraídas en esta tesis, uno de los inconvenientes de las técnicas de reducción de *EMI* basadas en la modulación de la señal de control de los convertidores de potencia, es la generación de armónicos a frecuencias inferiores a la de conmutación. Por consiguiente, con el objetivo de minimizar este efecto no deseado, se establecen las siguientes líneas futuras de investigación:

1. Profundizar en el diseño óptimo del lazo de regulación con el objetivo de minimizar el impacto de la técnica *VDFM* en el rizado de la tensión de salida. Igual que ocurre en el caso de trabajar con un único convertidor de potencia, el lazo de regulación puede corregir o minimizar la variación de la tensión de salida, debido a la aparición de armónicos a frecuencias inferiores a la de conmutación, en convertidores DC/DC. Para ello, es necesario que la frecuencia de corte de la ganancia del lazo de regulación sea superior a la frecuencia del perfil de modulación.
2. Explorar la utilización de la técnica *VDFM* en sistemas de alimentación multiconvertidor con conexión modular conjuntamente con el uso de filtros *EMI* activos. La finalidad del filtro activo es la de proporcionar una atenuación efectiva a frecuencias inferiores a la de conmutación,  $f_c$ , con el objetivo de suprimir los armónicos que aparecen a frecuencias múltiplos de la frecuencia del perfil de modulación,  $f_m$ . Esta atenuación va a originar un menor impacto en las perturbaciones que origina el convertidor en el bus de continua, dentro de la banda A (9 kHz -150 kHz). De esta forma también se espera lograr una solución de filtrado mas compacta y ligera que la basada en los filtros pasivos tradicionales.

En la Figura 6.1 se muestra el esquema correspondiente a la interacción entre el filtro *EMI* activo y la técnica *VDFM*.

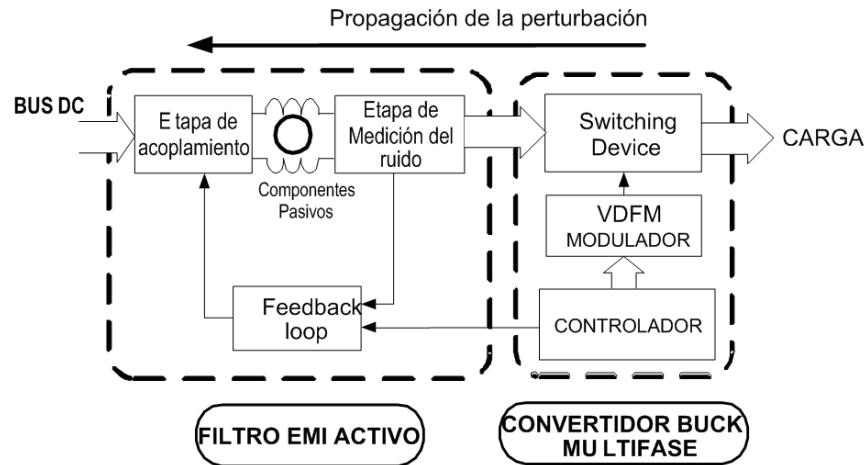


Figura 6.1: Combinación del filtro *EMI* activo y *VDFM*.

### 6.3 PUBLICACIONES

A continuación se listan las publicaciones realizadas a partir de los resultados obtenidos en la tesis:

Publicaciones relacionadas con el capítulo 2:

- [P1] Juan Mon, J. Gago, D. González, J. Balcells, Lluís Ferrer, J. Zaragoza. “Aplicación de técnicas de modulación de frecuencia SSM a un convertidor de potencia tipo buck”. *SAAEI’05, XII Seminario Anual de Automática Electrónica Industrial e Instrumentación*, pp.30–33, 2005.

En esta publicación se estudia los efectos de aplicar la técnica *Switching Frequency Modulation (SFM)* sobre las interferencias conducidas generadas por un convertidor *buck*, utilizando diferentes perfiles periódicos de modulación; senoidal, triangular y exponencial.

- [P2] Juan Mon, J. Gago, D. González, J. Balcells, L. Ferrer. “Efecto de las técnicas de modulación SSCG en las prestaciones de las fuentes conmutadas”. *SAAEI’06, XIII Seminario Anual de Automática Electrónica Industrial e Instrumentación*, pp.407–412, 2006.



En este artículo se analiza el impacto que provoca la utilización de la técnica *Switching Frequency Modulation (SFM)* sobre un convertidor *buck* para la reducción de las perturbaciones conducidas. Para ello se estudian las prestaciones del convertidor en lazo abierto y en lazo cerrado. El efecto de modular en frecuencia la señal de control del convertidor, provoca a demás de una reducción de las perturbaciones conducidas, una degradación en la amplitud del rizado de la tensión de salida.

- [P3] J. Mon, D. González, J. Gago, J. Balcells, A. Santolaria, and Ll. Ferrer. "Side effects evaluation of switching frequency modulation in power converters". In *Proc. IECON'06, 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pp.1643–1648, 2006.

En este trabajo se presenta una comparativa entre diferentes modulaciones; *Pulse Width Modulation (PWM)*, *Pulse Position Modulation (PPM)* y *Switching Frequency Modulation (SFM)*, que se pueden aplicar sobre la señal de control de los convertidores de potencia con el objetivo de reducir las perturbaciones conducidas.

Publicaciones relacionadas con el capítulo 3:

- [P4] J. Mon, D. González, J. Gago, and J. Balcells. "Combined application of interleaving and modulation techniques in multiconverter topology". In *Proc. ICECS'08, 15th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, pp.1087–1090, 2008.
- [P5] Juan Mon, J. Gago, D. González, J. Balcells, D. Pérez. "Combinación de las técnicas de interleaving y modulación en frecuencia sobre convertidores DC-DC en paralelo". *SAAEI'08, XV Seminario Anual de Automática Electrónica Industrial e Instrumentación*, 2008.

En estas dos publicaciones se analizan dos esquemas de modulación que combinan la técnica de interleaving con la de modulación en frecuencia de las señales de control (*SFM*), sobre sistemas multiconvertidor con conexión en paralelo. El objetivo de estas modulaciones es obtener una cancelación de determinados armónicos de las interferencias conducidas y reducir la amplitud de los armónicos restantes.

Publicaciones relacionadas con el capítulo 4:

- [P6] J. Mon, J. Gago, D. Gonzalez, J. Balcells, R. Fernandez, and I. Gil. "A new switching frequency modulation scheme for EMI reduction in multiconverter topology". In *Proc. EPE'09, 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp.1–8, 2009.

En esta publicación se describe la implementación del esquema de modulación *Variable Delay with switching Frequency Modulation (VDFM)* sobre una *Field Programmable Gate Array (FPGA)*.

Publicaciones relacionadas con el capítulo 5:

- [P7] J. Mon, J. Gago, D. Gonzalez, J. Balcells, R. Fernandez, I. Gil, and P. Bogonez. "Modulation technique to reduce EMI in power multiconverters". *IEICE Electronics Express*, vol. 6, no. 8, pp.511–515, April 2009. .

Este artículo presenta el esquema de modulación *Variable Delay with switching Frequency Modulation (VDFM)*, con la finalidad de reducir las perturbaciones conducidas, generadas por un convertidor buck de cuatro fases.

- [P8] J. Mon, J. Gago, D. Gonzalez, J. Balcells, R. Fernandez, I. Gil, and P. Bogonez. "EMI Reduction in Parallel Multiconverter Topology Using Interleaving and Frequency Modulation Techniques", *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review)*, ISSN 0033-2097, pp. 239-243, October 2009.

En este trabajo se evalúan las técnicas *Constant Delay Tm with switching Frequency Modulation (CDFM-Tm)* y *Variable Delay with switching Frequency Modulation (VDFM)*. Para ello, se compara el espectro correspondiente a las interferencias conducidas, generadas por un convertidor buck de cuatro fases, con el obtenido cuando se aplica exclusivamente la técnica de *interleaving* y la modulación en frecuencia (*SFM*).

- [P9] J.Mon, J. Gago, D. González, and J. Balcells. "Técnicas de reducción EMI en sistemas multiconvertidor con conexión en paralelo". *JCEE'09, XV Jornades de Conferències d'Enginyeria Electrònica*, pp.1-6, 2009.

- [P10] J. Mon, D. Gonzalez, J. Gago, J. Balcells, R. Fernandez, and I. Gil. "Contribution to conducted EMI reduction in multiconverter topology". *In Proc. IECON '09, 35th Annual Conference of IEEE in Industrial Electronics*, pp.4086 –4091, 2009.

En estas dos publicaciones se evalúa tanto la atenuación de las perturbaciones conducidas, generadas por un convertidor *buck* de cuatro fases trabajando en lazo abierto, como la amplitud del rizado de la tensión de salida, en cuatro casos de funcionamiento diferente: sin emplear ninguna técnica de reducción de *EMI*, utilizando la técnica de *interleaving*

y aplicando las técnicas *Constant Delay Tm with switching Frequency Modulation* y *Variable Delay with switching Frequency Modulation (VDFM)*.

- [P11] J. Mon, J. Gago, D. González, J. Balcells, R. Fernández, I. Gil, and P. Bogónez. "EMI reduction by means of Switching Frequency Modulation with variable delay in power supplies". *International Journal of Electronics*, vol. 99, no. 1, pp.103–112, January 2012.

Este artículo presenta un modelo matemático que permite estimar la reducción de las interferencias conducidas cuando se aplica el esquema de modulación *Variable Delay with switching Frequency Modulation (VDFM)*. Este modelo es evaluado de forma experimental en un convertidor *buck* de cuatro fases.

- [P12] J. Mon, D. González, J. Gago, J. Balcells, P. Bogónez. "Interleaving and switching pattern modulation to conducted EMI reduction". In *Proc. CEM 2012, 16ème édition du Colloque International sur la Compatibilité ElectroMagnétique*, 2012.

En este trabajo se evalúan las técnicas *Constant Delay Tm with switching Frequency Modulation (CDFM-Tm)*, *Constant Delay Tc with switching Frequency Modulation (CDFM-Tc)* y *Variable Delay with switching Frequency Modulation (VDFM)* sobre un convertidor *buck* de cuatro fases trabajando en lazo cerrado, y haciendo hincapié no solamente en la reducción de las perturbaciones conducidas, sino también en la amplitud del rizado de la tensión de salida.

---

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [1] R. Redl, "Electromagnetic Environmental Impact of Power Electronics Equipment," *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 6, pp. 926–938, June 2001.
- [2] A. Consoli, S. Musumeci, G. Oriti, and A. Testa, "An Innovative EMI Reduction Design Technique in Power Converters," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 38, no. 4, pp. 567–575, November 1996.
- [3] R. Redl, "Power Electronics and Electromagnetic Compatibility," in *Proc. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 1, June 1996, pp. 15–21.
- [4] M. Nagrial and A. Hellany, "EMI/EMC Issues in Switch Mode Power Supplies (SMPS)," in *Proc. International Conference and Exhibition on Electromagnetic Compatibility EMC York 99*, 1999, pp. 180–185.
- [5] P. R. Murgur, J. Roudet, and J. C. Crebier, "Power Electronic Converter EMC Analysis Through State Variable Approach Techniques," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, no. 2, pp. 229–238, May 2001.
- [6] F. Costa and D. Magnon, "Graphical Analysis of the Spectra of EMI Sources in Power Electronics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1491–1498, November 2005.
- [7] K. Mainali and R. Oruganti, "Conducted EMI Mitigation Techniques for Switch-Mode Power Converters: A Survey," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 9, pp. 2344–2356, September 2010.
- [8] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook : Devices, Circuits and Applications*, 2nd ed., A. Press, Ed., November 2006.
- [9] V. Vlatkovic, D. Borojevic, and F. Lee, "Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 199–205, January 1996.

- [10] M. Kumar and V. Agarwal, "Power Line Filter Design for Conducted Electromagnetic Interference Using Time-Domain Measurements," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 48, no. 1, pp. 178–186, February 2006.
- [11] P. R. Mohan, M. V. Kumar, and O. R. Reddy, "A Novel Topology of EMI Filter to Suppress Common Mode and Differential Mode Noises of Electro Magnetic Interference in Switching Power Supplies," *ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 2, no. 4, pp. 32–35, August 2007.
- [12] Y. Poire, M. Meyer, M. Ramdani, R. Perdriau, and M. Drissi, "Design approach for EMI filters in power supplies," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 3, pp. 235–236, January 2008.
- [13] L. LaWhite and M. Schlecht, "Design of Active Ripple Filters for Power Circuits Operating in the 1-10 MHz Range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 3, pp. 310–317, July 1988.
- [14] W. Chen, X. Yang, and Z. Wang, "An Active EMI Filtering Technique for Improving Passive Filter Low-Frequency Performance," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 48, no. 1, pp. 172–177, February 2006.
- [15] *7 Amp Active EMI Filter for DC-DC Converters*, Qpi-3l data sheet rev. 1.1 ed., Vicor Corporation.
- [16] H.-C. Choi and H.-B. Shin, "A new soft-switched PWM boost converter with a lossless auxiliary circuit," *International Journal of Electronics*, vol. 93, no. 12, pp. 805–817, December 2006.
- [17] D. Zhang, D. Chen, and F. Lee, "An experimental Comparison of Conducted EMI Emissions between a Zero-Voltage Transition Circuit and a Hard Switching Circuit," in *Proc. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 2, June 1996, pp. 1992–1997.
- [18] H. Chung, S. Y. R. Hui, and K. K. Tse, "Reduction of Power Converter EMI Emission Using Soft-Switching Technique," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 40, no. 3, pp. 282–287, August 1998.

- [19] A. Gosavi, "Application of Spread Spectrum technique for EMI reduction in boost converter - A case study," in *Proc. 10th International Conference on Electromagnetic Interference & Compatibility (INCEMIC)*, November 2008, pp. 145–148.
- [20] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*, J. Wiley and Sons, Eds., September 2008.
- [21] R. Mukherjee, S. Nandi, and S. Banerjee, "Reduction in Spectral Peaks of DC-DC Converters using Chaos-Modulated Clock," in *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, vol. 4, May 2005, pp. 3367 – 3370.
- [22] H. Li, Z. Li, W. Halang, B. Zhang, and G. Chen, "Analyzing Chaotic Spectra of DC-DC Converters Using the Prony Method," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 54, no. 1, pp. 61 –65, January 2007.
- [23] H. Li, B. Zhang, Z. Li, W. A. Halang, and G. Chen, "Controlling DC-DC converters by chaos-based pulse width modulation to reduce EMI," *Chaos, Solitons & Fractals*, vol. 42, no. 3, pp. 1378 – 1387, March 2009.
- [24] *Voltage Mode PWM Controller with EMI Reduction*, Asm8p18xx datasheet rev. 06 ed., Alliance Semiconductor, June 2005.
- [25] K. K. Tse, H. S.-H. Chung, S. Y. Huo, and H. C. So, "Analysis and Spectral Characteristics of a Spread-Spectrum Technique for Conducted EMI Suppression," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 2, pp. 399–410, March 2000.
- [26] J. Balcells, A. Santolaria, A. Orlandi, D. Gonzalez, and J. Gago, "EMI Reduction in Switched Power Converters Using Frequency Modulation Techniques," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, no. 3, pp. 569–576, August 2005.
- [27] D. Gonzalez, J. Balcells, A. Santolaria, J.-C. Le Bunetel, J. Gago, D. Magnon, and S. Brehaut, "Conducted EMI Reduction in Power Converters by Means of Periodic Switching Frequency Modulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 6, pp. 2271–2281, November 2007.

- [28] D. Gonzalez, J. T. Bialasiewicz, J. Balcells, and J. Gago, "Wavelet-Based Performance Evaluation of Power Converters Operating With Modulated Switching Frequency," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 3167–3176, August 2008.
- [29] S. Johnson and R. Zane, "Custom Spectral Shaping for EMI Reduction in High-Frequency Inverters and Ballasts," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1499–1505, November 2005.
- [30] F. Mihalic and D. Kos, "Reduced Conductive EMI in Switched-Mode DC-DC Power Converters Without EMI Filters: PWM Versus Randomized PWM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 6, pp. 1783–1794, November 2006.
- [31] J. Acero, J. M. Burdio, L. A. Barragan, D. Navarro, and S. Llorente, "EMI Improvements Using the Switching Frequency Modulation in a Resonant Inverter for Domestic Induction Heating Appliances," in *Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 4, June 2004, pp. 3108–3112.
- [32] L. A. Barragan, D. Navarro, J. Acero, I. Urriza, and J. M. Burdio, "FPGA Implementation of a Switching Frequency Modulation Circuit for EMI Reduction in Resonant Inverters for Induction Heating Appliances," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 11–20, January 2008.
- [33] S. Luo, "A Review of Distributed Power Systems Part I: DC Distributed Power System," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 20, no. 8, pp. 5–16, August 2005.
- [34] F. Lee, P. Barbosa, P. Xu, J. Zhang, B. Yang, and F. Canales, "Topologies and Design Considerations for Distributed Power System Applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 6, pp. 939–950, June 2001.
- [35] W. Tabisz, M. Jovanovic, and F. Lee, "Present and Future of Distributed Power Systems," in *Proc. Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, February 1992, pp. 11–18.
- [36] C. Chang and M. A. Knights, "Interleaving Technique in Distributed Power Conversion Systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Application*, vol. 42, no. 5, pp. 245–251, May 1995.

- [37] S. Ozeri, D. Shmilovitz, S. Singer, and L. Martinez-Salamero, "The Mathematical Foundation of Distributed Interleaved Systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 54, no. 3, pp. 610–619, March 2007.
- [38] K. Al-Haddad and V. Rajagopalan, "Analysis and Simulation of Multiple Converter Operation to Reduce Losses and EMI," in *Proc. IEEE Workshop on Computers in Power Electronics (COMPEL)*, August 2004, pp. 183–188.
- [39] P. Zumel, O. Garcia, J. A. Oliver, and J. A. Cobos, "Differential-Mode EMI Reduction in a Multiphase DCM Flyback Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 8, pp. 2013–2020, August 2009.
- [40] A. Santolaria, "SSCG methods of EMI emissions applied to switching power converters," Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de Catalunya, June 2004.
- [41] G. Dousoky, M. Shoyama, and T. Ninomiya, "A Novel Implementation of an FPGA-Based Controller for Conducted-Noise Reduction in Randomly Switched DC-DC Converters," in *Proc. Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, February 2009, pp. 65–69.
- [42] F. Lin and D. Y. Chen, "Reduction of Power Supply EMI Emission by Switching Frequency Modulation," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 132–137, January 1994.
- [43] A. M. Stankovic, G. E. Verghese, and D. J. Perreault, "Analysis and Synthesis of Randomized Modulation Schemes for Power Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 680–693, November 1995.
- [44] K. K. Tse, H. Shu-Hung Chung, S. Y. R. Hui, and H. C. So, "Spectral Characteristics of Randomly Switched PWM DC/DC Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 4, pp. 759–769, August 2000.
- [45] A. M. Stankovic and H. Lev-Ari, "Randomized Modulation in Power Electronic Converters," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 5, pp. 782–799, May 2002.
- [46] G. Dousoky, M. Shoyama, and T. Ninomiya, "FPGA-Based Spread-Spectrum Schemes for Conducted-Noise Mitigation in DC-DC Power Converters: Design, Implementation, and



- Experimental Investigation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 429–435, February 2011.
- [47] A. Santolaria, "Effects of Switching Frequency Modulation on the Power Converter's Output Voltage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2729–2737, July 2009.
- [48] K. K. Tse, H. S.-H. Chung, S. Y. Ron Hui, and H. C. So, "A Comparative Study of Carrier-Frequency Modulation Techniques for Conducted EMI Suppression in PWM Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 3, pp. 618–627, June 2002.
- [49] K. E. K. Drissi, P. C. K. Luk, B. Wang, and J. Fontaine, "Effects of Symmetric Distribution Laws on Spectral Power Density in Randomized PWM," *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 1, no. 2, pp. 41–44, June 2003.
- [50] A. Santolaria, J. Balcells, D. Gonzalez, J. Gago, and S. D. Gil, "EMI Reduction in Switched Power Converters by means of Spread Spectrum Modulation Techniques," in *Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 1, June 2004, pp. 292–296.
- [51] L. Cai, Z. Yang, and W. Chen, "EMI Reduction of Switching Power Supply by Frequency Jitter," in *Proc. Fourtieth Annual Industry Applications Conference (IAS)*, vol. 4, October 2005, pp. 2790–2793.
- [52] R. Morrison and D. Power, "The Effect of Switching Frequency Modulation on the Differential-Mode Conducted Interference of the Boost Power-Factor Correction Converter," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 49, no. 3, pp. 526–536, August 2007.
- [53] S. Jayawant and J. Sun, "Double-Integral Fourier Analysis of Interleaved Pulse Width Modulation," in *Proc. IEEE Workshops on Computers in Power Electronics (COMPEL)*, July 2006, pp. 34–39.
- [54] C. Wang, M. Xu, B. Lu, and F. C. Lee, "New Architecture for MHz Switching Frequency PFC," in *Proc. Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, February 2007, pp. 179–185.

- [55] C. Wang, M. Xu, and F. C. Lee, "Asymmetrical Interleaving Strategy for Multi-Channel PFC," in *Proc. Twenty Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, February 2008, pp. 1409–1415.
- [56] P. Zumel, O. Garcia, J. A. Cobos, and J. Uceda, "Exploring Interleaved Converters as an EMI Reduction Technique in Power Converters," in *Proc. 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, vol. 2, November 2002, pp. 1219–1224.
- [57] J. Kim, D. G. Kam, P. J. Jun, and J. Kim, "Spread Spectrum Clock Generator With Delay Cell Array to Reduce Electromagnetic Interference," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, no. 4, pp. 908–920, November 2005.
- [58] J. Balcells, D. Gonzalez, J. Gago, A. Santolaria, J. C. Le Bunetel, D. Magnon, and S. Brehaut, "Frequency Modulation Techniques for EMI reduction in SMPS," in *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, September 2005, pp. 8–10.
- [59] B. Patella, A. Prodic, A. Zirger, and D. Maksimovic, "High-Frequency Digital PWM Controller IC for DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 438–446, January 2003.
- [60] L. T. Jakobsen, H. Schneider, and M. A. E. Andersen, "Comparison of State-of-the-Art Digital Control and Analogue Control for High Bandwidth Point of Load Converters," in *Proc. Twenty Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, February 2008, pp. 1440–1445.
- [61] E. Monmasson, L. Idkhajine, M. Cirstea, I. Bahri, A. Tisan, and M. Naouar, "FPGAs in Industrial Control Applications," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 7, no. 2, pp. 224–243, May 2011.
- [62] E. Monmasson, L. Idkhajine, and M. Naouar, "FPGA-Based Controllers," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 14–26, March 2011.
- [63] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, and A. Cobos, "Automotive DC-DC Bidirectional Converter Made With Many Interleaved Buck Stages," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 3, pp. 578–586, May 2006.

- [64] W. Huang, "A New Control for Multi-phase Buck Converter with Fast Transient Response," in *Proc. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 1, March 2001, pp. 273–279.
- [65] Y. Qiu, K. Yao, Y. Meng, M. Xu, F. Lee, and M. Ye, "Control-Loop Bandwidth Limitations for Multiphase Interleaving Buck Converters," in *Proc. Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 2, February 2004, pp. 1322 – 1328.
- [66] J. Kassakian, M. Schlecht, and G. Verghese, *Principles of Power Electronics*, Addison-Wesley, Ed., July 1991.
- [67] D. Maksimovic and R. Zane, "Small-Signal Discrete-Time Modeling of Digitally Controlled PWM Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 6, pp. 2552–2556, November 2007.
- [68] Z. Lu, Z. Qian, Y. Zeng, W. Yao, G. Chen, and Y. Wang, "Reduction of Digital PWM Limit Ring with Novel Control Algorithm," in *Proc. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 1, March 2001, pp. 521–525.
- [69] A. Prodic, D. Maksimovic, and R. W. Erickson, "Design and Implementation of a Digital PWM Controller for a High-Frequency Switching DC-DC Power Converter," in *Proc. The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, vol. 2, December 2001, pp. 893–898.
- [70] A. V. Peterchev and S. R. Sanders, "Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 301–308, January 2003.
- [71] H. Peng, A. Prodic, E. Alarcon, and D. Maksimovic, "Modeling of Quantization Effects in Digitally Controlled DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 1, pp. 208 –215, January 2007.
- [72] Y.-F. Liu, E. Meyer, and X. Liu, "Recent Developments in Digital Control Strategies for DC/DC Switching Power Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 11, pp. 2567 –2577, November 2009.

- [73] J. de Jesús Quintero Paredes, "Control LNL aplicado a convertidoresreductores síncronos multifase con entrelazado, baja tensión de salida y respuesta dinámica rápida," Ph.D. dissertation, Universidad Carlos III de Madrid, May 2010.
- [74] R. Singh, A. Khambadkone, G. Samudra, and Y. Liang, "An FPGA based Digital Control Design for high-frequency DC-DC Converters," in *Proc. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, June 2006, pp. 1–7.
- [75] O. Trescases, G. Wei, A. Prodic, and W. Tung, "An EMI Reduction Technique for Digitally Controlled SMPS," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1560–1565, July 2007.
- [76] W. Zhao, B. H. Kim, A. C. Larson, and R. M. Voyles, "FPGA implementation of closed-loop control system for small-scale robot," in *Proc. 12th International Conference on Advanced Robotics (ICAR)*, July 2005, pp. 70–77.
- [77] M. Meola, S. Carrato, A. Bovino, J. Schafer, and E. Bodano, "Minimum hardware serial PID regulator for high efficiency, low power digital DC-DC converters," in *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, June 2010, pp. 2924 –2927.
- [78] P. Zumel, C. Fernandez, A. Lazaro, and A. Barrado, "Digital compensator design for DC-DC converters based on FPGA: an educational approach," in *Proc. 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, November 2006, pp. 5439–5444.
- [79] A. Prodic and D. Maksimovic, "Design of a digital PID regulator based on look-up tables for control of high-frequency DC-DC converters," in *Proc. IEEE Workshop on Computers in Power Electronics (COMPEL)*, June 2002, pp. 18–22.
- [80] M. M.-H. Chiu and S. H.-L. Tu, "A Novel DPWM Based on Fully Table Look-Up for High-Frequency Power Conversion," in *Circuits and Systems, 2006. APCCAS 2006. IEEE Asia Pacific Conference on*, December 2006, pp. 678 –681.
- [81] A. de Castro, G. Glez-de Rivera, O. Garcia, P. Zumel, and T. Riesgo, "Comparison of Phase-shifters for Multiphase Power Converters," *IETE Journal of Research*, vol. 57, no. 1, pp. 42–48, March 2011.

- [82] A. Dancy, R. Amirtharajah, and A. Chandrakasan, "High-Efficiency Multiple-Output DC-DC Conversion for Low-Voltage Systems," *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 8, no. 3, pp. 252–263, June 2000.
- [83] A. V. Peterchev, J. Xiao, and S. R. Sanders, "Architecture and IC Implementation of a Digital VRM Controller," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 356–364, January 2003.
- [84] R. F. Foley, R. C. Kavanagh, W. P. Marnane, and M. G. Egan, "A Versatile Digital Pulsewidth Modulation Architecture with Area-Efficient FPGA Implementation," in *Proc. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, June 2005, pp. 2609–2615.
- [85] E. Koutroulis, A. Dollas, and K. Kalaitzakis, "High-frequency pulse width modulation implementation using FPGA and CPLD ICs," *Journal of Systems Architecture*, vol. 52, no. 6, pp. 332–344, October 2006.
- [86] L. Peng, Y. Kang, X. Pei, and J. Chen, "A Novel PWM Technique in Digital Control," vol. 54, no. 1, pp. 338–346, February 2007.
- [87] S. Huerta, A. de Castro, O. Garcia, and J. Cobos, "FPGA-Based Digital Pulsewidth Modulator With Time Resolution Under 2 ns," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 3135–3141, November 2008.
- [88] M. Batarseh, W. Al-Hoor, L. Huang, C. Iannello, and I. Batarseh, "Window-Masked Segmented Digital Clock Manager-FPGA-Based Digital Pulsewidth Modulator Technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 11, pp. 2649–2660, November 2009.
- [89] S. Guo, X. Lin-Shi, B. Allard, B. Li, Y. Gao, and Y. Ruan, "High-resolution digital PWM controller for high-frequency low-power SMPS," in *Proc. 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, September 2009, pp. 1–9.
- [90] A. de Castro and E. Todorovich, "High Resolution FPGA DPWM Based on Variable Clock Phase Shifting," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 5, pp. 1115–1119, May 2010.

- [91] D. Navarro, O. Lucía, L. Barragán, J. Artigas, I. Urriza, and O. Jiménez, "Synchronous FPGA-Based High-Resolution Implementations of Digital Pulse-Width Modulators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 5, pp. 2515–2525, May 2012.



Parte I

APÉNDICE



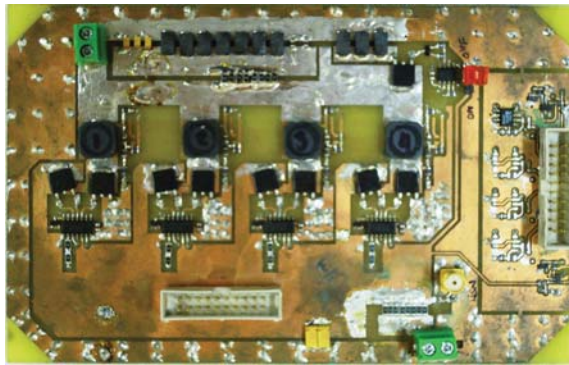


---

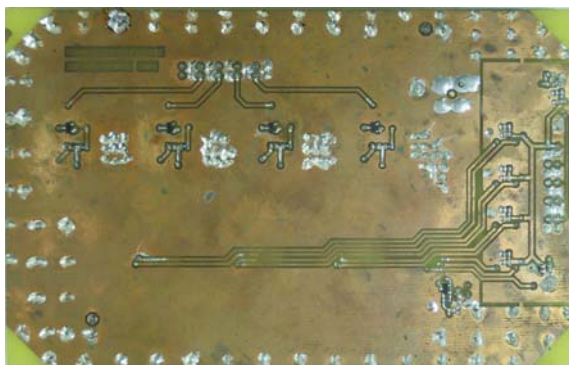
## PLANTA EXPERIMENTAL

---

La planta experimental esta formada por 4 convertidores *buck* síncronos conectados en paralelo e implementados sobre la misma *PCB*, tal y como se muestra en la Figura A.1.



(a) Cara superior.



(b) Cara inferior.

Figura A.1: Convertidor *buck* multifase. (a) Cara superior. (b) Cara inferior.

A continuación se muestran los esquemas correspondientes al convertidor *buck* multifase, así como el diseño de la *PCB*.

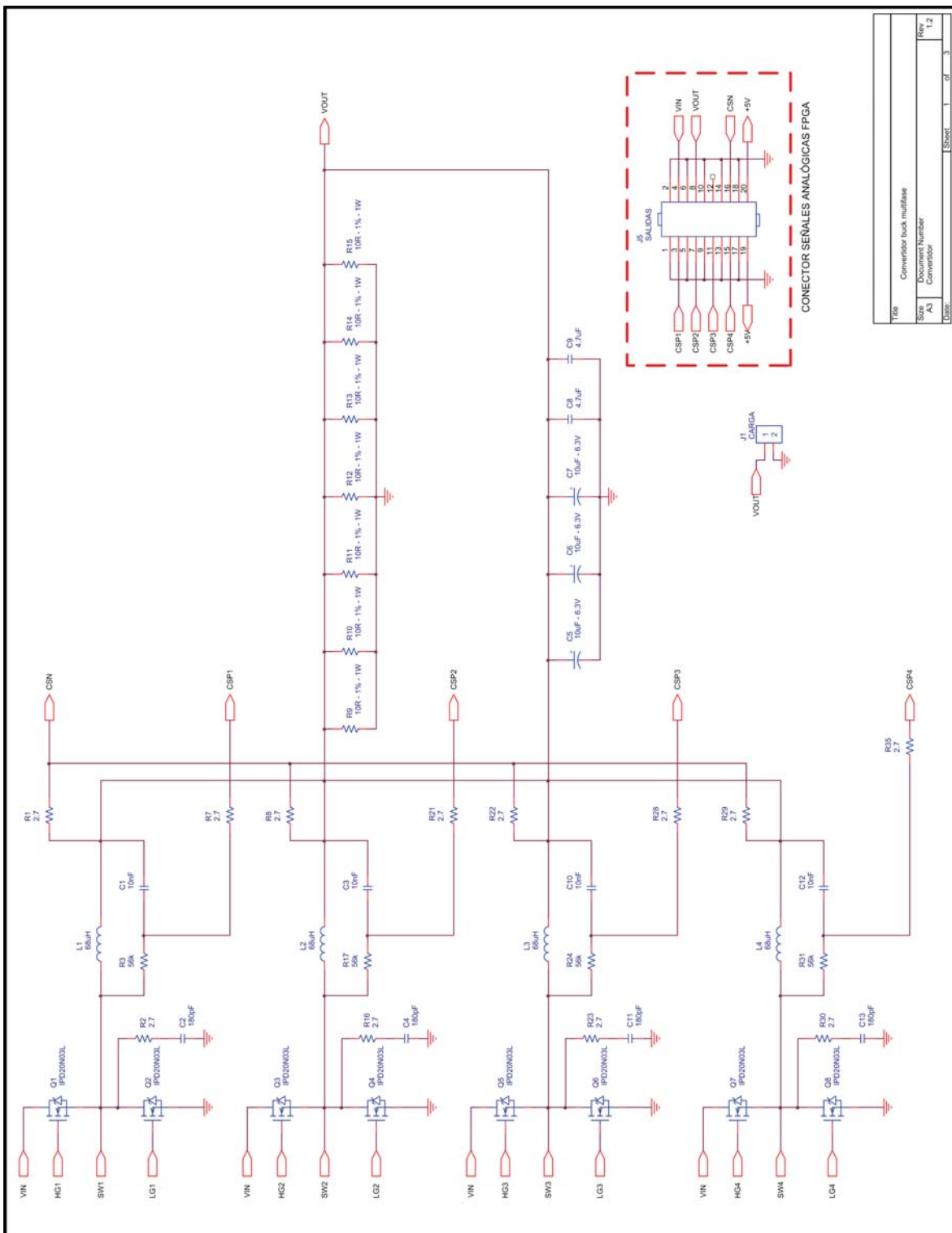


Figura A.2: Convertidor *buck* multifase. Etapa de potencia.

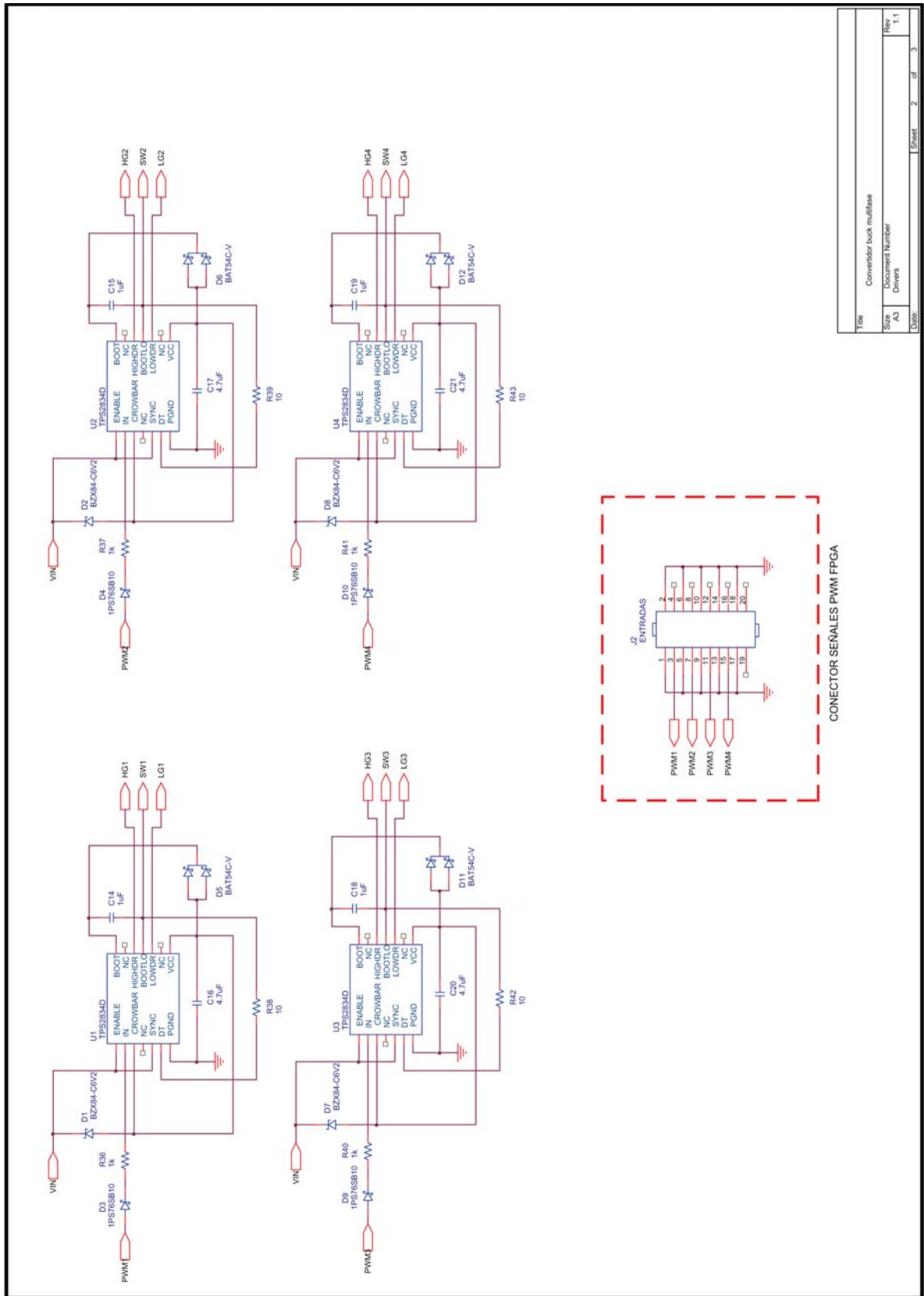
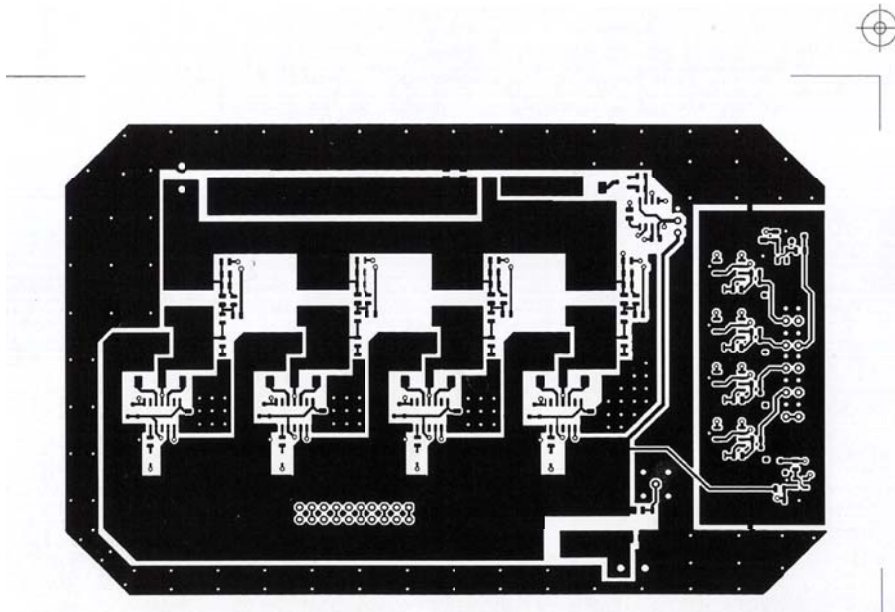
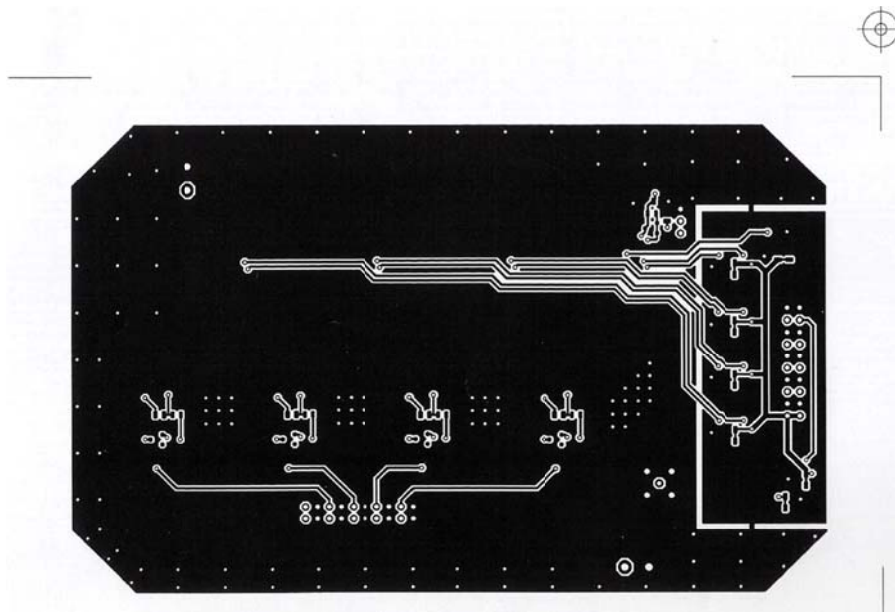


Figura A.3: Convertidor buck multifase. Etapa de drivers.

Title	Convertidor buck multifase
Size	A3
Document Number	1,1
Rev	1,1
Sheet	2 of 3
Dwn	

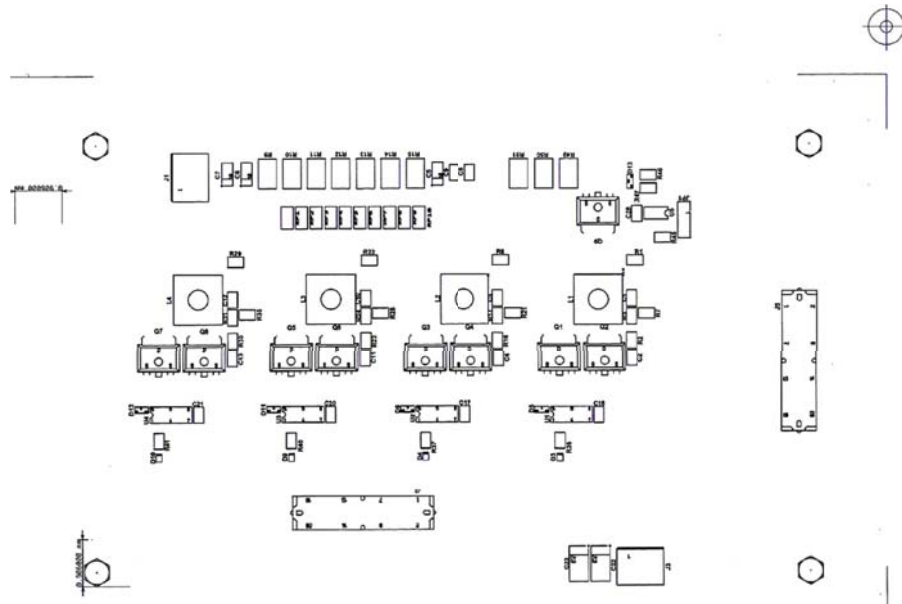


(a) Cara superior de la PCB.

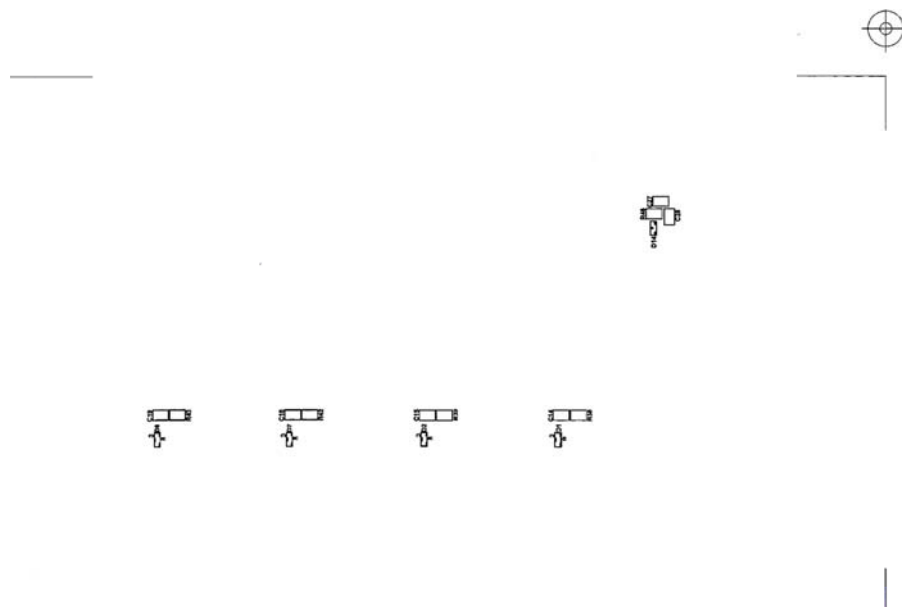


(b) Cara inferior de la PCB.

Figura A.4: Diseño de la PCB. (a) Cara superior. (b) Cara inferior.



(a) Cara superior de la PCB



(b) Cara inferior de la PCB

Figura A.5: Ensamblaje de componentes en la PCB. (a) Cara superior. (b) Cara inferior.

