

# Universidad de Oviedo

Doctorado en Control de Procesos, Electrónica Industrial e Ingeniería Eléctrica

Mejoras en convertidores CC/CC para aplicaciones de Envelope Tracking

Por

Pablo Fernández Miaja





### **RESUMEN DEL CONTENIDO DE TESIS DOCTORAL**

1 Título de la Tesis	
Español/Otro Idioma: Mejoras en convertidores	Inglés: Enhancements in DC/DC converters
CC/CC para aplicaciones de Envelope Tracking	for Envelope Tracking Applications
2 Autor	
Nombre: Pablo Fernández Miaja	

Programa de Doctorado: Programa de Doctorado en Control de Procesos, Electrónica Industrial e Ingeniería Eléctrica Órgano responsable: Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica de Computadores y Sistemas

### **RESUMEN (en español)**

Sistemas de comunicaciones con gran capacidad de transmisión de datos son ampliamente usados para aplicaciones como la telefonía móvil o la distribución de video digital. Estos sistemas hacen uso de modulaciones muy eficientes espectralmente. Lamentablemente para poder transmitir correctamente señales que hagan uso de estas modulaciones resulta necesario el empleo de Amplificadores de Radio Frecuencia (RFPA) que posean una gran linealidad. Estos RFPAs lineales presentan un rendimiento energético muy bajo. Por tanto, la mejora de la eficiencia de los RFPAs es un tema de gran interés tanto en círculos académicos como industriales.

Existen técnicas para la mejora de rendimiento de RFPAs que precisan de un convertidor CC/CC optimizado para tener una respuesta muy rápida y a la conseguir una alta eficiencia.

En esta tesis doctoral se presentan mejoras aplicables a convertidores CC/CC de la familia reductora. El objetivo consiste en mejorar la respuesta dinámica de los mismos manteniendo la frecuencia de conmutación en valores entorno a 4 MHz. Principalmente se han seguido dos líneas: La primera es optimizar el filtro de salida, para lo cual ha sido necesario revisar la teoría de filtros existente con el objeto de seleccionar los que mejor se adaptan a los convertidores CC/CC. Asimismo se ha desarrollado la teoría necesaria para establecer la operación en Modo de Conducción Continuo (MCC) de los convertidores CC/CC de la familia reductora con filtros de mayor orden que los habituales. Esta teoría sobre la optimización de los filtros se ha extendido a los convertidores reductores multientrada, a los convertidores reductores multifase y a los convertidores reductores multientrada y multifase.

La otra línea seguida consiste en la combinación de convertidores CC/CC conmutados con etapas lineales. Un sistema original de combinación para convertidores multientrada, se ha estudiado tanto con filtros de primer orden como con filtros más complejos.

Aparte de los resultados experimentales que verifican la teoría desarrollada se han realizado pruebas con RFPA reales. En concreto se ha aplicado a un transmisor polar basado en un RFPA clase E operando a 770 MHz y con el convertidor reductor multientrada asistido linealmente presentado en este trabajo. Este trasmisor polar ha sido desarrollado en la Universidad de Cantabria. En los tests empleados se han utilizados señales de comunicaciones reales, pertenecientes a los estándares EDGE, TETRA y WCDMA.





### **RESUMEN** (en Inglés)

High data rate communication systems are widely used for applications such as cell telephony and digital video broadcasting. These systems rely on spectrally efficient modulation schemes. In order to properly operate, the Radio Frequency Power Amplifier (RFPA) used in this applications has to achieve a high linearity. Unfortunately Linear RFPA show a low energetic efficiency. Methods and Techniques to increase the efficiency of RFPAs are a subject of research in both academia and industry.

Some of the techniques employed to increase the efficiency of RFPA require the use of a DC/DC converter optimized to achieve high efficiency and a very fast dynamic response.

This PhD. Thesis presents methods for optimizing Buck derived DC/DC converters. The main goal is to achieve a better dynamic response without increasing the switching frequency above 4 MHz. Two main subjects have been covered: The first one is the optimization of the output filter. In order to do so, classical filter theory have been adapted in order to select which kind of filter suits better for this application. The theory about the Continuous Conduction Mode operation of the converters has been developed for the use of higher order filter with Buck derived converters. The application of this theory to multiple input buck converter, multiphase converter and multiple input and multiphase buck converter has also been covered.

The other main subject is the proposal of a new combination of a switching mode DC/DC converter with a linear stage. This combination has been studied with first order filters and higher order ones.

Both lines have been applied to the Multiple Input Buck Converter. Experimental results to check the theory have been carried out. Also tests using real RFPAs have been done. A polar transmitter using a 770 MHz Class E amplifier and a linear assisted Multiple Input Buck converter are presented in this work. This polar transmitter has been developed in the University of Cantabria. Tests using real communication signals from EDGE, TETRA and WCDMA standards have been carried out.





## **RESUMEN DEL CONTENIDO DE TESIS DOCTORAL**

1 Título de la Tesis	
Español/Otro Idioma: Mejoras en convertidores CC/CC para aplicaciones de Envelope Tracking	Inglés: Enhancements in DC/DC converters for Envelope Tracking Applications
2 Autor	

 Nombre: Pablo Fernández Miaja
 DNI/Pasaporte/NIE: 71769190-J

 Programa de Doctorado: Programa de Doctorado en Control de Procesos, Electrónica Industrial e Ingeniería Eléctrica

 Órgano responsable: Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica de Computadores y Sistemas

### **RESUMEN (en español)**

Sistemas de comunicaciones con gran capacidad de transmisión de datos son ampliamente usados para aplicaciones como la telefonía móvil o la distribución de video digital. Estos sistemas hacen uso de modulaciones muy eficientes espectralmente. Lamentablemente para poder transmitir correctamente señales que hagan uso de estas modulaciones resulta necesario el empleo de Amplificadores de Radio Frecuencia (RFPA) que posean una gran linealidad. Estos RFPAs lineales presentan un rendimiento energético muy bajo. Por tanto, la mejora de la eficiencia de los RFPAs es un tema de gran interés tanto en círculos académicos como industriales.

Existen técnicas para la mejora de rendimiento de RFPAs que precisan de un convertidor CC/CC optimizado para tener una respuesta muy rápida y a la conseguir una alta eficiencia.

En esta tesis doctoral se presentan mejoras aplicables a convertidores CC/CC de la familia reductora. El objetivo consiste en mejorar la respuesta dinámica de los mismos manteniendo la frecuencia de conmutación en valores entorno a 4 MHz. Principalmente se han seguido dos líneas: La primera es optimizar el filtro de salida, para lo cual ha sido necesario revisar la teoría de filtros existente con el objeto de seleccionar los que mejor se adaptan a los convertidores CC/CC. Asimismo se ha desarrollado la teoría necesaria para establecer la operación en Modo de Conducción Continuo (MCC) de los convertidores CC/CC de la familia reductora con filtros de mayor orden que los habituales. Esta teoría sobre la optimización de los filtros se ha extendido a los convertidores reductores multientrada, a los convertidores reductores multifase y a los convertidores reductores multientrada y multifase.

La otra línea seguida consiste en la combinación de convertidores CC/CC conmutados con etapas lineales. Un sistema original de combinación para convertidores multientrada, se ha estudiado tanto con filtros de primer orden como con filtros más complejos.

Aparte de los resultados experimentales que verifican la teoría desarrollada se han realizado pruebas con RFPA reales. En concreto se ha aplicado a un transmisor polar basado en un RFPA clase E operando a 770 MHz y con el convertidor reductor multientrada asistido linealmente presentado en este trabajo. Este trasmisor polar ha sido desarrollado en la Universidad de Cantabria. En los tests empleados se han utilizados señales de comunicaciones reales, pertenecientes a los estándares EDGE, TETRA y WCDMA.





### **RESUMEN** (en Inglés)

High data rate communication systems are widely used for applications such as cell telephony and digital video broadcasting. These systems rely on spectrally efficient modulation schemes. In order to properly operate, the Radio Frequency Power Amplifier (RFPA) used in this applications has to achieve a high linearity. Unfortunately Linear RFPA show a low energetic efficiency. Methods and Techniques to increase the efficiency of RFPAs are a subject of research in both academia and industry.

Some of the techniques employed to increase the efficiency of RFPA require the use of a DC/DC converter optimized to achieve high efficiency and a very fast dynamic response.

This PhD. Thesis presents methods for optimizing Buck derived DC/DC converters. The main goal is to achieve a better dynamic response without increasing the switching frequency above 4 MHz. Two main subjects have been covered: The first one is the optimization of the output filter. In order to do so, classical filter theory have been adapted in order to select which kind of filter suits better for this application. The theory about the Continuous Conduction Mode operation of the converters has been developed for the use of higher order filter with Buck derived converters. The application of this theory to multiple input buck converter, multiphase converter and multiple input and multiphase buck converter has also been covered.

The other main subject is the proposal of a new combination of a switching mode DC/DC converter with a linear stage. This combination has been studied with first order filters and higher order ones.

Both lines have been applied to the Multiple Input Buck Converter. Experimental results to check the theory have been carried out. Also tests using real RFPAs have been done. A polar transmitter using a 770 MHz Class E amplifier and a linear assisted Multiple Input Buck converter are presented in this work. This polar transmitter has been developed in the University of Cantabria. Tests using real communication signals from EDGE, TETRA and WCDMA standards have been carried out.

# Mejoras en convertidores CC/CC para aplicaciones de Envelope Tracking

Pablo Fernández Miaja

 $25~{\rm de}$ Julio del 2012





### **RESUMEN** (en Inglés)

High data rate communication systems are widely used for applications such as cell telephony and digital video broadcasting. These systems rely on spectrally efficient modulation schemes. In order to properly operate, the Radio Frequency Power Amplifier (RFPA) used in this applications has to achieve a high linearity. Unfortunately Linear RFPA show a low energetic efficiency. Methods and Techniques to increase the efficiency of RFPAs are a subject of research in both academia and industry.

Some of the techniques employed to increase the efficiency of RFPA require the use of a DC/DC converter optimized to achieve high efficiency and a very fast dynamic response.

This PhD. Thesis presents methods for optimizing Buck derived DC/DC converters. The main goal is to achieve a better dynamic response without increasing the switching frequency above 4 MHz. Two main subjects have been covered: The first one is the optimization of the output filter. In order to do so, classical filter theory have been adapted in order to select which kind of filter suits better for this application. The theory about the Continuous Conduction Mode operation of the converters has been developed for the use of higher order filter with Buck derived converters. The application of this theory to multiple input buck converter, multiphase converter and multiple input and multiphase buck converter has also been covered.

The other main subject is the proposal of a new combination of a switching mode DC/DC converter with a linear stage. This combination has been studied with first order filters and higher order ones.

Both lines have been applied to the Multiple Input Buck Converter. Experimental results to check the theory have been carried out. Also tests using real RFPAs have been done. A polar transmitter using a 770 MHz Class E amplifier and a linear assisted Multiple Input Buck converter are presented in this work. This polar transmitter has been developed in the University of Cantabria. Tests using real communication signals from EDGE, TETRA and WCDMA standards have been carried out.

### Agradecimientos

En primer lugar quisiera agradecer a mis directores Javier Sebastián y Jose Angel García todo el esfuerzo y la dedicación que han invertido en este trabajo. Gracias a ambos puedo decir que ahora tengo algún (escaso) conocimiento de Electrónica de Potencia y de Amplificadores de Radio Frecuencia de Potencia (conocimientos aún mas escasos). Quiero asimismo que quede claro que el nivel escaso de conocimientos es única y exclusivamente culpa mía.

En segundo lugar quiero agradecer a todo el grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación: A Marta por animarme a empezar a trabajar con vosotros, a Diego y a Manu, por su ayuda y consejos constantes. A Alberto y a Aitor por ser unos magníficos compañeros y amigos, tanto de trabajo como de aficiones. A Marcos, que parece que no nos quiere aguantar más, mucha suerte allá donde vayas. También a la gente de Santander, Reinel, Lorena y Nieves, por acogerme durante los días que pasé allí.

Especialmente quiero agradecer a Miguel toda su ayuda y consejos. Sin temor a equivocarme puedo decir que si esta tesis ha existido ha sido por los sólidos cimientos que plantasteis tanto Javier como tú.

Agradecer también a los Profesores Dragan Maksimovic y Regan Zane por acogerme durante mi estancia en el Colorado Power Electronics Center (CoPEC) en Boulder.

Es obligado también agradecer a la familia, a mis padres Jose Ramón y Julia, y a mi hermana María. Sin vuestro apoyo no se que hubiera hecho.

Agradecer también al Ministerio de Ciencia y Tecnología, ahora Ministerio de Economía y Competitividad por su financiación, tanto por mi incorporación al programa FPI como por la estancia en Boulder.

Finalmente (y posiblemente lo más importante de todo) un abrazo enorme a todos los que de alguna manera u otra habéis estado relacionados conmigo durante toda mi vida, y en especial estos 4 años. A los peones, a la gente de Boulder, a los del monte,... Sois demasiados, y aunque se que no os importará, seguramente me olvidaría de alguien. Y, claro, a ti more.

# Índice general

1.	Intr	oducción y Estado del Arte	<b>15</b>
	1.1.	Ineficiencia energética en las Radiocomunicaciones	15
		1.1.1. Definición de rendimiento energético	17
		1.1.2. Técnicas de Mejora de rendimiento de los RFPA	18
		Técnicas de Eliminación y Restauración de Envolvente	18
		Técnicas de Seguimiento de Envolvente	20
		Técnicas Híbridas	21
	1.2.	Características de las señales de comunicaciones	22
	1.3.	Revisión de Convertidores CC/CC usados como moduladores	
		de envolvente	27
		1.3.1. Convertidores conmutados	27
		Convertidores Reductores y Derivados	27
		Convertidores no reductores	32
		1.3.2. Convertidores conmutados asistidos linealmente	33
	1.4.	Objetivos de la presente tesis	37
2.	Opt	imización del Filtro de Salida	39
	2.1.	Introducción	39
	2.2.	Teoría Básica de Filtros	40
		2.2.1. Diseño del filtro para señales con ancho de banda con-	
		tenido	46
		2.2.2. Diseño del filtro para señales con gran ancho de banda	56
		2.2.3. Resumen de la teoría de filtros	60
	2.3.	Síntesis del filtro de un convertidor CC/CC	60
	2.4.	Modo Conducción Continuo en la Familia Reductora	62
		2.4.1. Modo Conducción Continuo en el Reductor Multien-	
		trada	67
	2.5.	Filtros de orden superior para convertidores multifase	71
		2.5.1. Transformación de la red de filtrado	71
		2.5.2. Convertidor MIBuck Multifase	77
		Simulaciones	78
	2.6.	Resumen del diseño del filtro	80
		2.6.1. Ejemplos	82

		Ejemplo de diseño basado en la máxima frecuencia a	
		reproducir	52
		Ejemplo de diseno basado en el <i>slew-rate</i> 8	55
		Adaptación de los ejemplos anteriores para multifases 8	50
3.	Ayı	idas Lineales 8	9
	3.1.	Idea principal	;9
		3.1.1. Principio de operación	0
		Descripción del proceso para reproducir un pulso 9	13
		3.1.2. Combinación usando convertidores con filtros de Or-	
		den superior $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots $	<del>)</del> 9
		Reproducción de pulsos con filtros de orden superior . 9	<del>1</del> 9
	3.2.	Descripción del sistema	17
		3.2.1. Etapa conmutada $\ldots \ldots \ldots$	)7
		3.2.2. Etapa Lineal	)7
		$3.2.3. Combinador \dots 10$	)9
		3.2.4. Sistema de control $\ldots \ldots \ldots$	)9 9
	3.3.	Conclusiones	.0
4.	$\mathbf{Res}$	ultados Experimentales 11	1
	4.1.	Montaje experimental	1
		4.1.1. Sistema de control	.1
		4.1.2. Planta de Potencia	2
		Tensiones de entrada y carga	.2
		Drivers	.3
		Transistores y Diodos	.3
		Amplificador Lineal	.4
	4.2.	Resultados con filtros de orden superior	.4
	4.3.	Resultados con MIBuck Multifase	21
	4.4.	Resultados con ayudas Lineales	24
		Combinación de etapa lineal y etapa conmutada con	
		filtro de orden $5^{\circ}$	29
	4.5.	Resultados sobre un amplificador de Potencia de Radiofre-	
		cuencia	10 10
		4.5.1. Montaje experimental	50 51
		4.5.2. Descripcion del RF PA	
		Comportamiento como carga	5 10
		4.5.3. Diseno del modulador de envolvente	6
		4.5.4. Resultados con transmisor Polar	57
		Comportamiento en carga durante operación 14	2U
		4.5.5. Resultados con transmisor Hibrido	1
	1.0	Comportamiento en carga durante operacion 14	3
	4.6.	Conclusiones	:4

5.	Apo	rtaciones. Conclusiones y Trabajos Futuros	145
	5.1.	Aportaciones	145
	5.2.	Conclusiones	146
	5.3.	Publicaciones	146
	5.4.	Trabajos Futuros	147
	5.5.	Financiación del trabajo	149
A	oéndi	ices	150
А.	Apr	oximación de formas de onda de envolvente	153
	A.1.	Introducción	153
	A.2.	Desarrollo teórico	153
		A.2.1. Ejemplo	156
	A.3.	Cálculo de los coeficientes $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$	158
		A.3.1. Método teórico	158
		A.3.2. Algoritmo para calcular los coeficientes	161
		A.3.3. Implementación del algoritmo y simulaciones	162
	A.4.	Resultados experimentales	165
	A.5.	Conclusiones	167

6

# Índice de figuras

1.1.	Diagrama de bloques de un transmisor	15
1.2.	Ejemplo de Modulación con cambios de fase y de envolvente .	16
1.3.	Esquema de un Transmisor Polar	19
1.4.	Esquema de la técnica de Seguimiento de Envolvente	20
1.5.	Tensiones en un RFPA (a) sin ET y (b) con ET	21
1.6.	Esquema de la técnica híbrida entre Seguimiento de Envol-	
	vente y EER	22
1.7.	(a) Ejemplo de WCDMA, (b) Espectro de WCDMA, (c) Es-	
	pectro de la envolvente de WCDMA, (d)Función densidad de	
	probabilidad de WCDMA	25
1.8.	Convertidor Reductor	28
1.9.	Convertidor reductor síncrono	28
1.10.	Convertidor Reductor Multifase	29
1.11.	Convertidor reductor de 3 niveles	30
1.12.	. Convertidor reductor Multientrada (MIBuck)	31
1.13.	. Convertidor Reductor con fuente de corriente en Paralelo	31
1.14.	. Convertidor reductor con elevador en cascada	32
1.15.	Convertidor reductor-elevador	33
1.16.	. Combinación serie de etapa conmutada y lineal	34
1.17.	Modulador de Envolvente Split-Band	35
1.18.	Etapa conmutada controlada por etapa lineal	36
1.19.	. Combinación de dos etapas conmutadas y una lineal	36
2.1.	Ganancias de los filtros: (a) Bessel-Thomson, (b) Butterworth	4.0
0.0	y (c) Legendre-Papoulis.	43
2.2.	Retardo de grupo de los filtros: (a) Bessel-Thomson, (b) But-	4.4
0.0	terworth y (c) Legendre-Papoulis	44
2.3.	Variacion del retardo de grupo de los filtros: (a) Bessel-Thomson,	45
0.4	(b) Butterworth y (c) Legendre-Papoulis	45
2.4.	Esquema de un convertidor Buck con filtro de orden N (con	10
0.5	$(\mathbf{h} \mathbf{p} \mathbf{a} \mathbf{r}) \dots \dots$	40
2.5.	(a) Forma de onda a filtrar (b) Efectos del filtro	47

2.6.	Respuesta de los filtros ante la forma de onda $v_{env\_test}$ : (a) Bessel-Thomson, (b) Butterworth y (c) Legendre-Papoulis,	
	todos con $w_c = 1 rad/s.$	49
2.7.	Respuesta de los filtros ante la forma de onda $v_{env\_test}$ : (a)	
	Butterworth con $w_c = 1,494 \ rad/sy$ (b) Legendre con $w_c =$	
	$1,821 \ rad/s.$	49
2.8.	Respuesta de los filtros ante el 5º Armónico de la forma de	
	onda $v_{env\_test}$ : (a) Bessel-Thomson con $w_c = 1 \ rad/s$ , (b)	
	Butterworth con $w_c = 1 rad/s$ , (c) Legendre-Papoulis con	
	$w_c = 1 \ rad/s$ , (d) Butterworth con $w_c = 1,494 \ rad/s$ y (e)	
	Legendre con $w_c = 1,821  rad/s.$	50
2.9.	Función de error de la ecuación 2.6: (a) Bessel-Thomson, (b)	
	Butterworth y (c) Legendre-Papoulis.	53
2.10	. Atenuación de los filtros: (a) Bessel-Thomson, (b) Butter-	
	worth y (c) Legendre-Papoulis. $\ldots$	53
2.11	. Error con los filtros de Bessel-Thomson para una atenuación	
	de: (a) 20 dB, de (b) 30 dB y (c) 40 dB	54
2.12	. Error con los filtros de Butterworth para una atenuación de:	
	(a) 20 dB, (b) 30 dB y (c) 40 dB. $\dots \dots \dots \dots \dots \dots$	54
2.13	. Error con los filtros de Legendre para una atenuación de: (a)	
	20 dB, (b) 30 dB y (c) 40 dB. $\dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots$	55
2.14	. Respuesta al escalón de los filtros: (a) de Bessel-Thomson, de	
	(b) Butterworth y (c) de Legendre-Papoulis	58
2.15	. Comparativa de la respuesta al escalón de los filtros: (a) de	
	orden $3^{\circ}$ y (b) de orden $4^{\circ}$ .	58
2.16	. Esquema de un filtro con $Z_s \approx 0$	61
2.17	. Esquema del convertidor reductor	63
2.18	. Comportamiento del convertidor (a) en MCC y (b) en MCD .	64
2.19	. Ganancia del filtro en el condensador $C_2$ en el filtro de (a)	
	Bessel-Thomson, (b) Butterworth y (c) Legendre-Papoulis .	66
2.20	. Atenuación de los filtros respecto a $\omega_s/\omega_c$ para: (a) Bessel-	
	Thomson, (b) Butterworth y (c) Legendre-Papoulis. Se de-	
	talla el rango de frecuencias en la que el convertidor opere en	~ -
		67
2.21	. Esquema del convertidor reductor multientrada MIBuck	68
2.22	. Forma de onda a la entrada del filtro del MIBuck	69
2.23	. MIBuck con filtro de 4º orden	70
2.24	. Red con dos filtros	72
2.25	. Filtro con red duplicada con todos los elementos separados	72
2.26	. Filtro con red duplicada con solamente las bobinas de entrada	=0
0.05	diferentes	73
2.27	. Esquema del filtro con dos entradas	74
2.28	. Esquema del filtro con dos entradas y una de ellas anulada .	74

2.29.	Esquema del filtro con las señales que se procesan en el con-	75
2 30	Diagrama de Bode de magnitud de un filtro de Bessel-Thomson	10
2.00.	de 4º orden con estructura monofase y su comparación con	
	otro multifase	76
2.31.	Variación del retardo de grupo de un filtro de Bessel-Thomson	
	de 4º orden con estructura Multifase	77
2.32.	MiBuck Multifase	78
2.33.	Comparativa entre MIBuck con una sola fase y 2 fases: (a) en	
	la frontera entre MCC y MCD y (b) en MCD	80
2.34.	Error para una atenuación de 40 dB con los filtros de: (a)	
	Bessel-Thomson, (b) Butterworth y (c) Legendre-Papoulis.	84
2.35.	Elección de la frecuencia de corte del filtro de Legendre-Papoulis	
	para garantizar un rechazo de 40 d B y MCC del convertidor .	84
2.36.	Elección de la frecuencia de corte del filtro de Bessel-Thomson	
	para garantizar un rechazo de 40 dB y MCC del convertidor .	85
3.1	Esquema de la combinación de etapas lineales y conmutadas	90
3.2.	Equivalente de la combinación de las etapas lineales y con-	00
0	mutadas	91
3.3.	(a) Tensión en el nodo de conmutación $V_M$ (b) Situación en	-
	que la tensión en el lineal es igual que en el conmutado (c)	
	Situación en que la tensión en el lineal no es igual que en el	
	conmutado	92
3.4.	(a) Tensión a la salida ante un pulso (b) Corrientes por el	
	conmutado y por el lineal $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$	93
3.5.	(a) Equivalente incluyendo la conmutación (b) Equivalente	
	promediado	94
3.6.	(a) Equivalente con lineal aportando corriente (b) Equivalente	
	con lineal absorbiendo (c) Equivalente con lineal desconectado	95
3.7.	Simulación de la respuesta ante un escalón en el ciclo de trabajo	96
3.8.	Detalle del inicio del pulso	97
3.9.	Detalle del fin del pulso	98
3.10.	Corrientes por el lineal ante el pulso	99
3.11.	Esquema de la combinación de etapas lineales y conmutadas	100
9 1 9	(a) Equivalente con Lincel en entende corriente (b) Equiva	100
3.12.	(a) Equivalence con Linear aportando corrience (b) Equiva-	
	sconoctado (d) Simplificación del circuito 3.12h para calcular	
	la excitación de los elementos del filtro	101
3 1 3	Tensión de salida en la combinación lineal con filtro de $5^{\circ}$	101
0.10.	Orden v corriente por la bobina $L_1$	102
3.14	Detalle del inicio del pulso $\dots$	102
3.15.	Detalle del inicio del pulso	103

3.16. Corrientes por la etapa lineal al inicio del pulso1043.17. Simulación de la tensión de salida con diferentes filtros105	4 5
3.18. Simulación de las corrientes por las bobinas $L_1$ y $L_5$ con difer-	c
3 19 Corrientes por la etapa lineal con diferentes filtros	D G
3 20 Etapa lineal	8
3.21. Sistema de Control	0
4.1. Esquema de la etapa de control	2
4.2. Esquema del sistema de Drivers	3
4.3. Envolvente del Estándar EDGE	5
4.4. Tensión de salida, rizado de conmutación y corrientes por $L_1$ utilizando el MIRuele con un filtro Possel de 4º Orden 110	G
4.5 Respueste ente el escelén del MIRuel: con un filtre Ressel de	0
4.5. Respuesta ante el escalon del MIDuck con un intro Dessei de 4º Orden 116	6
4.6. Respuesta al escalón con los filtros de: (b) Butterworth y de	0
(c) Legendre-Papoulis	8
4.7. Tensión de salida, rizado de conmutación y corrientes por $L_1$	
con los filtros de: (a) Butterworth y de (b) Legendre-Papoulis 119	9
4.8. Esquema del montaje para medir el filtro	0
4.9. Diagrama de Bode de los filtros construidos	1
4.10. Rizado de tensión de salida utilizando (a) el MIBuck y (a) el	
MIBuck Multifase	2
4.11. <i>Slew-rate</i> utilizando el MIBuck Multifase	3
4.12. Señal del estándar EDGE reproducida por el MIBuck multifase124	4
4.13. Envolvente del estándar WCDMA reproducido por la combi-	~
nacion MIBuck + lineal $\dots \dots \dots$	D
4.14. Corrientes por la etapa conmutada y lineal al reproducir la	c
4 15 Bernyesta al escalán de la combinación de la stanas commu	0
tadas y lineal	7
4 16 Detalle de la respuesta al escalón de la combinación de la	'
etapas conmutadas y lineal	8
4.17. Reparto de corrientes en de la combinación de la etapas con-	-
mutadas y lineal $\ldots \ldots 128$	8
4.18. Respuesta al escalón con la combinación lineal y el filtro de	
$5^{\circ}$ orden	0
4.19. Esquema del Banco de pruebas del transmisor polar $\ .$ 132	2
4.20. Fotografía del Banco de pruebas del transmisor polar 135	3
4.21. Esquema del Clase E usado en las pruebas	4
4.22. Fotografía del RFPA	4
4.23. Curva $VI$ del RFPA	6
4.24. Fotografía del modulador de envolvente	7

4.25. Densidades Espectrales de Potencia: (a) del estándar EDGE
y (b) del estándar TETRA $\dots \dots \dots$
4.26. Formas de onda en el RF PA del estandar TETRA 140
4.27. Curva $VI$ del RFPA operando como transmisor Polar $\ .$ 141
4.28. PSD del estandar WCDMA $\hdots \hdots \hdddt \hdots \hdots$
4.29. Curva $VI$ del RFPA operando como Transmisor Híbrido 143
A.1. (a) Comportamiento del sistema sobre los armónicos (b) Fil-
tro aproximador
A.2. Resultado de la aproximación del ejemplo
A.3. (a) Simulación con una señal de envolvente de WCDMA (b)
Densidad espectral de potencia de la envolvente de WCDMA
y de su aproximación
A.4. Resultados con el MIBuck y la envolvente de la WCDMA 166
A.5. Resultados con el convertidor multifase y la envolvente del
estándar EDGE

ÍNDICE DE FIGURAS

# Índice de tablas

1.1.	Características de varios sistemas de comunicaciones	26
2.1.	Aproximaciones de Butterworth	42
2.2.	Aproximaciones de Legendre-Papoulis	42
2.3.	Aproximacion de Bessel-Thomson	42
2.4.	Parámetros de la respuesta al escalón normalizada de los fil-	
	tros de Bessel-Thomson	59
2.5.	Parámetros de la respuesta al escalón normalizada de los fil-	
	tros de Butterworth.	59
2.6.	Parámetros de la respuesta al escalón normalizada de los fil-	
	tros de Legendre-Papoulis	59
2.7.	Elementos de filtros de Bessel-Thomson hasta $6^{\circ}$ orden	62
2.8.	Elementos de filtros de Butterworth hasta $6^{\circ}$ orden	62
2.9.	Elementos de filtros de Legendre-Papoulis hasta $6^{\circ}$ orden $\ldots$	62
2.10.	. Rechazo sobre el condensador $C_2$	67
2.11.	. Valores de $\pi/l_1 = f_s/f_c$ para los diferentes filtros estudiados	67
2.12.	Transformación del filtro	71
2.13.	Elementos del filtro	83
2.14.	. Slew-rates obtenidos con filtro de Bessel-Thomson	86
2.15.	Elementos del filtro	86
2.16.	. Valores de $\pi/l_1 = f_s/f_c$ para los diferentes filtros estudiados	87
2.17.	Elementos del filtro	87
4.1.	Rendimiento del MIBuck con filtro de Bessel de Orden 4	115
4.2.	Elementos para el filtro del MIBuck	120
4.3.	Elementos para el filtro del MIBuck Multifase	123
4.4.	Rendimiento del MIBuck Multifase con filtro de Bessel de	
	Orden 4	124
4.5.	Potencias en la combinación lineal	129
4.6.	Reparto de potencias entre la etapa lineal y conmutada y	
	rendimiento	129
4.7.	Elementos para el filtro del MIBuck de 5° orden	136
4.8.	Rendimientos con transmisor polar	138

4.9.	Rendimientos del modulador de envolvente y del RFPA		•	138
4.10.	Potencias consumidas por el Modulador de Envolvente .	•	•	140
4.11.	Rendimientos con transmisor híbrido			142
4.12.	Rendimientos del modulador de envolvente y del RFPA			142
4.13.	Potencias consumidas por el Modulador de Envolvente .	•	•	142

## Capítulo 1

# Introducción y Estado del Arte

## 1.1. Ineficiencia energética en las Radiocomunicaciones

En un sistema de radiocomunicaciones se entiende por *Eficiencia Energética* el cociente entre la potencia eléctrica consumida y la potencia de Radio Frecuencia (RF) generada. En la figura 1.1 puede verse un esquema muy simplificado de un transmisor. De modo general se asume que la mayor causa de pérdidas está en el Amplificador de Potencia de Radiofrecuencia (*Radio Frequency Power Amplifier -RF PA*), ya que este es el dispositivo que mayor potencia de RF procesa de todo el sistema.



Figura 1.1: Diagrama de bloques de un transmisor

Por otro lado, existe la noción de *Eficiencia Espectral*. Este término relaciona la cantidad de información por segundo que es posible transmitir en un determinado ancho de banda. Cuanto mayor sea este término, mayor tasa de transmisión se obtendrá para un mismo ancho de banda ocupado en el espectro radioeléctrico. Este criterio determina la elección de la modulación a emplear. Dada la escasez de espectro disponible y la necesidad de atenerse a la normativa vigente, se tiende a la utilización de modulaciones de gran Eficiencia Espectral. En este tipo de modulaciones, la fase y la envolvente de la portadora son variadas simultáneamente. En la figura 1.2 puede apreciarse una representación de este concepto. Sobre ella se detalla también la envolvente de la señal de comunicaciones<sup>1</sup>, a la que se hará constante referencia a lo largo de esta tesis.



Figura 1.2: Ejemplo de Modulación con cambios de fase y de envolvente

De forma genérica, para que la amplificación de la señal de RF respete las variaciones de la envolvente debe realizarse mediante un RF PA Lineal. En [1] puede encontrarse una explicación sobre la relación entre linealidad y eficiencia, junto con un compendio de técnicas de mejora de eficiencia. Como es bien sabido el rendimiento energético de los RF PA Lineales depende de su clase de operación y de la señal que procesen. Este rendimiento es en todo caso inferior al 78 % de un amplificador en Clase B. Los RF PA no lineales (Clases C,E, F, J, D) por contra presentan un gran rendimiento [2]. En ellas se tiende a impedir la convivencia de corriente y tensión en los dispositivos activos, debido a ello su rendimiento teórico es del 100 %. No obstante debido precisamente a su no-linealidad pierden la capacidad de reproducir cambios en las envolventes de las señales que procesan.

Dada la amplia difusión y demanda de servicios de comunicaciones inalámbricas que requieren una gran tasa de transmisión (telefonía móvil, Difusión de Vídeo digital, Acceso a Internet Inalámbrico), se hace necesario el empleo de modulaciones eficientes espectralmente y, por tanto el empleo de RF PA lineales. Esto lleva aparejado una muy mala eficiencia energética. Por ejemplo, una estación base de telefonía móvil tiene un rendimiento energético inferior al 2 %, siendo los principales responsables de estas pérdidas

 $<sup>^1\</sup>rm Esta$ imagen es una representación conceptual, en las señales reales los cambios de fase de  $180^{\rm o}$  solamente se producen cuando la envolvente llega a ser cero.

los sistemas de refrigeración y los RF PA. Es necesario destacar que la principal misión de los sistemas de refrigeración es extraer el calor producido por los RF PA, por lo que una mejora en el rendimiento de los mismos redunda en un ahorro energético tanto en el propio RF PA como en la refrigeración asociada. Dada la extensión de los servicios que emplean este tipo de modulaciones, puede apreciarse que las cantidades de energía desperdiciada no son en absoluto despreciables. Es por ello que la investigación en torno al diseño de RF PAs que presenten altos niveles de linealidad manteniendo una buena eficiencia es un campo de gran interés tanto a nivel académico como industrial. En el caso de aplicar estas técnicas de mejora de rendimiento a terminales móviles, el ahorro de energía redunda en una mayor autonomía de los mismos. En [3], la empresa Nujira presenta un circuito integrado que implementa la técnica de mejora de rendimiento conocida como seguimiento de envolvente, descrita en la sección 1.1.2. También se presentan sus soluciones para mejorar el rendimiento de estaciones base. En esta misma línea, en [3–5] puede encontrarse una descripción de la problemática del rendimiento energético de los RF PA y varias técnicas de mejora.

### 1.1.1. Definición de rendimiento energético

En el mundo de los convertidores CC/CC, la definición de rendimiento es muy clara. Se refiere al cociente entre la potencia media de entrada y la de salida, de acuerdo a la expresión:

$$\eta = \frac{P_{Salida}}{P_{Entrada}},\tag{1.1}$$

En el mundo de los amplificadores de radio frecuencia se emplean dos expresiones, relacionadas entre si. La primera de ellas se conoce como Rendimiento de Drenador (*Drain Efficiency*) y se define de la siguiente manera:

$$\eta_{Drenador} = \frac{P_{RF_{Salida}}}{P_{CC}},\tag{1.2}$$

es decir la potencia de RF a la salida del amplificador  $P_{RF_{Salida}}$  y la potencia de corriente continua que demanda el RFPA para su funcionamiento,  $P_{CC}$ .

Ahora bien, esta definición no tiene en cuenta la potencia de RF que es necesario tener a la entrada para tener  $P_{RF_{Salida}}$  a la salida del amplificador. Es decir, la anterior definición no tiene en cuenta la ganancia del amplificador, que en los RF PA suele ser baja. Para ello se introduce la definición de Rendimiento de Mejora en Potencia, más conocido como PAE por las siglas de *Power Added Efficiency*, que responde a la expresión:

$$PAE = \frac{P_{RF_{Salida}} - P_{RF_{Entrada}}}{P_{CC}} \tag{1.3}$$

Cuando en el capítulo 4 se mencione el rendimiento del modulador de envolvente o del MIBuck se empleará la definición 1.1. Cuando se mencione el rendimiento del transmisor polar se empleará 1.3. En caso de sólo referirse al RF PA se empleará 1.2.

### 1.1.2. Técnicas de Mejora de rendimiento de los RFPA

Debido a las razones expuestas en la sección 1.1, existe una gran necesidad de aumentar el rendimiento de los RF PA lineales. La mayoría de las técnicas datan de los años 30 y 50 del siglo XX, ya que son aplicables a las modulaciones en Banda Lateral (SSB-Single Side Band)) y en Amplitud Modulada, dominantes en las radiocomunicaciones de aquellos años. Las técnicas de eficiencia aplicadas a estas modulaciones fueron cayendo en desuso con la aplicación de la modulación en frecuencia (FM) en la radiodifusión y posteriormente a las modulaciones digitales de envolvente constante, como PSK y sus derivados. Otras razones para su abandono radican en que estos sistemas conllevan un procesado de señal importante, tal como separar una modulación simultánea de amplitud y fase en dos modulaciones independientes: una modulación de amplitud y otra de fase, como en las técnicas de Kahn [6], o bien en dos modulaciones de fase, como en las técnicas de Chireix [7]. Este procesado puede hacerse, en ciertos casos, de manera analógica, como en su concepción inicial. No obstante, para su aplicación a las comunicaciones digitales modernas resulta más adecuado realizarlo digitalmente, por lo que es necesario emplear modernos sistemas de procesado de señal (DSPs y FPGAs). En [1, 4, 5] puede encontrarse un compendio de técnicas para la obtención de RF PAs de alta eficiencia y linealidad.

Alguna de estas técnicas requieren cambiar la tensión de alimentación rápidamente, al ritmo que manda la envolvente de la señal de comunicaciones. Para poder aplicar de manera eficiente estas técnicas, conocidas como técnicas de Kahn y técnicas de seguimiento de envolvente, es necesario emplear en convertidor continua-continua (CC/CC a partir de ahora) con unas características determinadas, fundamentalmente un gran ancho de banda y un gran *slew-rate*. Este convertidor se denomina en este contexto Modulador de Envolvente. Otras técnicas tales como los LINC (LInear amplification using Non-linear Components) o los Chireix pertenecen al mundo de la electrónica de Radio Frecuencia y quedan fuera del alcance de esta tesis.

### Técnicas de Eliminación y Restauración de Envolvente

Las técnicas de Eliminación y Restauración de Envolvente (*Envelope Elimination and Restoration - EER*), propuestas por Leonard R. Kahn en

Ineficiencia energética en las Radiocomunicaciones

los 50, conllevan la separación de la señal modulada en dos ramas, una procesa la señal de envolvente y la otra la señal de RF modulada en fase. Esta señal modulada en fase es amplificada por un RF PA no lineal, siendo introducida la envolvente en la señal final al variar la tensión de alimentación del RF PA al ritmo de la envolvente. En conjunto el sistema tiene las características de linealidad de un RF PA Lineal, pero el rendimiento de un amplificador conmutado. Como la envolvente se elimina y se devuelve al final al amplificar la señal, a esta técnica se le conoce a menudo como Eliminación y Restauración de Envolvente o también como técnicas de Kahn. Hoy en día, la envolvente no se elimina y se regenera al final, sino que en su lugar se prefiere generar por separado la señal de fase y la señal de envolvente, de manera que sean procesadas por separado, generándose la modulación final al variar la tensión de alimentación del RF PA. Esta arquitectura es

conocida como Transmisor Polar (para distinguirlo del Transmisor Cartesiano o IQ que procesa una señal en fase I(t) y otra en cuadratura Q(t)). A la introducción de la modulación al variar la tensión de alimentación se le conoce como Modulación por Drenador (*Drain Modulation*). La figura 1.3 muestra un Transmisor Polar.

Las técnicas de Kahn son muy exigentes en cuanto a la fidelidad en la reproducción de la envolvente como en el alineamiento entre la rama de fase y la envolvente. Este aspecto está estudiado en [8,9], donde se desglosan las diferentes contribuciones a la distorsión de la señal final que presentan estos sistemas.



Figura 1.3: Esquema de un Transmisor Polar

#### Técnicas de Seguimiento de Envolvente

La técnica de Seguimiento de Envolvente, mas conocida por las siglas ET (del inglés Envelope Tracking) consiste en utilizar un RF PA lineal, manteniendo de este modo las características deseadas en cuanto a linealidad, pero pretendiendo aumentar su eficiencia variando la tensión de alimentación, haciendo que la diferencia entre el máximo de la tensión de RF y la tensión de alimentación de los transistores del RFPA sea lo menor posible. Es decir, hacer que para todo el rango de potencias el RF PA trabaje lo más próximo posible a compresión. Como en todos los RF PA lineales la modulación de amplitud es introducida variando la tensión a la entrada del RF PA. A esta forma de introducir la modulación se le conoce como modulación por puerta o en inglés *Drive Modulation*.



Figura 1.4: Esquema de la técnica de Seguimiento de Envolvente

La figura 1.4 muestra esta técnica. Los requerimientos en cuanto a precisión en la reproducción de la envolvente y alineamiento entre las ramas son mucho menores que en el caso de EER. No obstante, cuanto mayor sea la precisión, mejor rendimiento presenta el RF PA. De hecho en [10] y [11] se emplean aproximaciones de las envolventes a procesar con mucho menos ancho de banda, de modo que puedan ser procesadas por amplificadores de envolvente eficientes. La figura 1.5 muestra las diferentes tensiones (azul para la tensión de RF y negro para la tensión de alimentación, mientras que la envolvente de la señal de RF se muestra en rojo). Las pérdidas son proporcionales a la diferencia entre la tensión de alimentación y la envolvente. En la figura 1.5b puede verse cómo en el caso de usarse ET este área es

20

mucho menor que la correspondiente al caso en el que no se aplica (figura 1.5a).



Figura 1.5: Tensiones en un RFPA (a) sin ET y (b) con ET

### Técnicas Híbridas

En el estado actual de la técnica se tiende a agrupadar las técnicas de EER y ET bajo el nombre genérico de Adaptación de la polarización. En [12] ya se plantea reducir la modulación por puerta para reducir problemas de feed-through. Al tener una señal de RF en la entrada (la puerta o la base del transistor, según el tipo de dispositivo empleado) puede aparecer una señal a la salida del RF PA aún cuando su tensión de alimentación sea muy pequeña. Esto es debido a la capacidad parásita entrada-salida en los transistores ( $C_{gd}$  Capacidad Puerta Drenador ó  $C_{bc}$  Capacidad Base Colector), lo que introduce distorsión. En [13] se muestra que es más beneficioso trabajar con modulación por drenador cuando se tienen niveles de potencia grandes en la señal y en modulación por puerta cuando son pequeños. En este contexto el RF PA trabaja en compresión con altos niveles de potencia y en zona lineal, pero cerca de compresión para mantener la eficiencia alta, con los bajos.

En la figura 1.6 se muestra el esquema de esta técnica. Puede verse cómo es muy similar a los anteriores. La rama de envolvente genera una tensión que es igual a la envolvente original, pero limitada a un valor mínimo. La rama de fase presenta una portadora modulada en amplitud y fase cuando la envolvente está en el valor mínimo y una portadora modulada solamente en fase en el resto de situaciones.



Figura 1.6: Esquema de la técnica híbrida entre Seguimiento de Envolvente y EER

## 1.2. Características de las señales de comunicaciones

En la figura 1.2 puede verse un ejemplo de la envolvente de una señal de comunicaciones. Con referencia a este tipo de señales es importante tener en cuenta algunas de sus características de cara a entender los requerimientos que presenta el diseño de moduladores de envolvente.

En las comunicaciones digitales se suele emplear el esquema de modulación en fase y cuadratura. Esto es, aprovechando la ortogonalidad de la funciones seno y coseno se consigue optimizar el ancho de banda de transmisión modulando con distintas señales, llamadas I(t) y Q(t), un seno y un coseno a la frecuencia de la portadora de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$s(t) = I(t) \cdot \cos\left(w_c \cdot t\right) - Q(t) \cdot \sin\left(w_c \cdot t\right). \tag{1.4}$$

Esta ecuación puede expresarse de forma compleja de la siguiente manera:

$$s(t) = \Re e\left\{ (I(t) \cdot + j \cdot Q(t)) \cdot e^{(j \cdot w_c \cdot t)} \right\}, \tag{1.5}$$

conociéndose  $I(t) + j \cdot Q(t)$  como envolvente compleja, o equivalente pasobajo. Es posible transmitir  $I(t) \ge Q(t)$  utilizando un transmisor cartesiano, Características de las señales de comunicaciones

de acuerdo con la ecuación 1.4. En caso de utilizar un transmisor polar es necesario realizar la siguiente transformación para obtener la envolvente:

$$e(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)},$$
(1.6)

y la señal de fase:

$$\phi(t) = atan \frac{Q(t)}{I(t)}.$$
(1.7)

Observando la ecuación 1.6 puede apreciarse cómo la señal de envolvente se obtiene a partir de un proceso no lineal. Por ello no es posible inferir el ancho de banda de la envolvente a partir del ancho de banda de la modulación <sup>2</sup>. Como norma general, en los estándares de comunicaciones habituales el ancho de banda de la envolvente es significativamente mayor que el ancho de banda de la modulación. La tabla 1.1 resume las principales características de algunas modulaciones muy habituales.

Para medir cuánto varía la envolvente se utiliza el parámetro conocido como*Peak to Average Power Ratio-PAPR*. Este parámetro mide cuánto mayor es la potencia de pico respecto a la potencia media. Cuanto mayor sea, mayores variaciones respecto a la media tendrá la señal. Otro parámetro interesante es el *Peak to Minimum Power Ratio- PMPR*. Si el PMPR se hace infinito implica que la envolvente puede llegar a ser 0 en algún momento, lo que dificulta la reproducción de las envolventes por parte de los moduladores. Matemáticamente ambos se definen así:

$$PAPR = 10\log\frac{P_{pico,env}}{P_{media,env}}, \ PMPR = 10\log\frac{P_{pico,env}}{P_{minima,env}}.$$
 (1.8)

Como puede verse si ambos parámetros expresados en dB son 0, la envolvente es constante. La tabla 1.1 muestra estos valores, junto con el ancho de banda de modulación. Puede verse cómo el estándar GSM presenta una envolvente constante, mientras el resto no. De todos ellos, en el estándar EDGE la envolvente nunca llega a 0, lo que se refleja en el PMPR. Esto simplifica el diseño del modulador de envolvente, ya que no tiene que generar con precisión valores muy pequeños de tensión. También se evitan los problemas de *feed-through* en los RF PA.

Una característica fundamental de las envolventes es que son estrictamente positivas, esto implica que la componente de CC, situada a frecuencia

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup>Un ejemplo muy típico es la modulación de un tono de frecuencia variable  $f_m(t)$ en Single Side Band-SSB. Un tono de frecuencia  $f_m(t)$  que modula una portadora de frecuencia  $f_c$ , sigue la expresión  $\cos(2 \cdot pi(f_c + f_m(t)) \cdot t)$ . La envolvente de esta señal es una constante, mientras que el ancho de banda de la señal es dependiente de  $f_m(t)$ . Realmente puede verse como se trata de una señal modulada en frecuencia

0, tiene un peso muy importante en la distribución de la potencia. De modo general la mayor parte de la energía de las envolventes se sitúa cerca de la continua. No obstante el ancho de banda de las envolventes puede extenderse bastante por encima de lo que ocupa el ancho de banda de modulación, merced al proceso no-lineal descrito en la ecuación 1.6.

Con objeto de clarificar algunos conceptos se muestra la figura 1.7. En la figura 1.7a se muestra la salida del RFPA cuando se transmite una señal del estándar WCDMA, aunque la transmisión real se realiza a más frecuencia. Sobre ella se ha representado la envolvente, que es la señal que el modulador de envolvente debe reproducir. En ésta puede verse el *slew-rate*, es decir el cociente de lo que cambia la tensión entre el tiempo en que lo hace. A su lado, en la figura 1.7b puede verse la Densidad Espectral de Potencia (*Power Spectral Density-PSD*) de la mencionada señal. Esta se define como la Transformada de Fourier de la energía de la señal, de acuerdo con la definición:

$$PSD(f) = \int_{t=-\infty}^{\infty} s(t) \cdot s^*(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt, \qquad (1.9)$$

donde s(t) es la señal a transmitir (la misma que la de la educación 1.4). La PSD define cómo se reparte por el espectro la potencia de la señal a transmitir. Es lo que finalmente se radiará y lo que debe adecuarse a la norma para cumplir con el estándar. En el caso del estándar WCDMA, la PSD se representa en la figura 1.7b. Esta señal presenta un ancho de banda de unos 5 MHz. En cambio en la figura 1.7c se muestra la PSD de la envolvente de la señal del estándar WCDMA. Se aprecia como la mayor parte de la energía está próxima a la componente de continua, cayendo rápidamente a partir de los 5 MHz. En el caso de emplear las técnicas de Kahn, descritas en la sección 1.1.2, el modulador de envolvente debe ser capaz de reproducir esta señal con casi total precisión.

Finalmente en la figura 1.7d se muestra la Función Densidad de Probabilidad (*Probability Density Function-PDF*) de la envolvente, esto es, con qué frecuencia la envolvente toma un valor determinado. Como puede verse, la mayoría de los valores están en torno a la mitad del rango, siendo muy poco frecuentes tanto los valores más altos como los más bajos. Esta característica puede aprovecharse para sacar el máximo partido a las técnicas de ET o las técnicas híbridas, optimizando el modulador de envolvente para reproducir con gran eficiencia los valores más comunes.



Figura 1.7: (a) Ejemplo de WCDMA, (b) Espectro de WCDMA, (c) Espectro de la envolvente de WCDMA, (d)Función densidad de probabilidad de WCDMA

		Ta	DIa	ι1.	1:	Cara
PMPR(dB)	0	17	8	8	8	8
PAPR(dB)	0	3.2	3,5-7	6-17	×	6-10
Ancho de Banda	$200 { m ~kHz}$	$200~{ m kHz}$	$5 \mathrm{MHz}$	$22 \mathrm{~MHz}$	$1.54 \mathrm{MHz}$	8 MHz
Modulación	GMSK-Gaussian Minimum Shift Keying	8PSK-8 symbols Phase Shift Keying	HPSK-Hybrid Phase Shift Keying	OFDM-Orthogonal Frequency Multiplex Access	OFDM	OFDM
Sistema	GSM-Global System for Mobile communications	EDGE-Enhanced Data rates for GSM Evolution	3G WCDMA-Code Division Multiplex Access	802.11	DAB-Digital Audio Broadcasting	DVB-Digital Video Broadcasting

Tabla 1.1: Características de varios sistemas de comunicaciones

Capítulo 1: Introducción y Estado del Arte

## 1.3. Revisión de Convertidores CC/CC usados como moduladores de envolvente

En esta sección se revisa el estado del arte de moduladores de envolvente construidos a partir de convertidores CC/CC. Existen dos fuertes tendencias. La primera consiste en utilizar solamente un convertidor conmutado CC/CC. Esta es la solución más óptima desde el punto de vista energético, ya que los convertidores CC/CC presentan de manera natural un rendimiento muy alto. Lamentablemente, el *slew-rate* alcanzado por ellos puede no ser suficientemente grande para reproducir las señales de envolvente de los estándares de comunicaciones actuales. Para incrementar el *slew-rate*, el convertidor CC/CC se combina con una etapa lineal, dando origen a la segunda tendencia. La eficiencia de esta etapa lineal se ve aumentada por la presencia del convertidor comutado CC/CC, con lo que el conjunto presenta un buen rendimiento, aunque menor que el de un convertidor comutado.

### **1.3.1.** Convertidores conmutados

#### **Convertidores Reductores y Derivados**

Debido a su sencillez y facilidad de control, uno de los convertidores más usado como modulador de envolvente es el convertidor reductor, también conocido como Buck, cuyo esquema se halla representado en la figura 1.8, estando su versión síncrona representado en la figura 1.9. Este convertidor está formado por las siguientes partes: una red de conmutación formada por el MOSFET y el diodo (o por ambos MOSFETs en la versión síncrona) y un filtro paso bajo de salida formada por la bobina y el condensador. Su funcionamiento es muy simple, la red de conmutación genera un pulso, de amplitud  $V_{in}$ , que es filtrado "paso bajo" por el filtro, aplicándose a la carga una tensión igual al valor medio del pulso. Si la variable de control es la relación entre el tiempo que el pulso está en estado alto y el tiempo en que está en estado bajo, lo que se conoce como el ciclo de trabajo, y la frecuencia de repetición de los pulsos es fija el convertidor esta controlado mediante *PWM- PulseWidth Modulation*. En el caso de que la corriente por la bobina sea siempre mayor que cero (a esto se le conoce como Modo Conducción Continuo-MCD), entonces la tensión de salida es directamente proporcional al ciclo de trabajo, de acuerdo con la expresión

$$V_{out} = D \cdot V_{in},\tag{1.10}$$

donde D es el ciclo de trabajo, es decir el porcentaje del período de repetición en el que el pulso está en estado alto.

Esta linealidad entre una variable de control y la tensión de salida hace que, con el objetivo de aumentar el ancho de banda, a menudo se emplee el convertidor reductor como modulador de envolvente sin realimentar. El uso como modulador de envolvente del convertidor reductor ha sido publicado en [14,15]. Una variación utilizando un filtro de cuarto orden con un control optimizado ha sido publicado en [16] y sin realimentar en [17]. También el convertidor Buck es el más utilizado en combinación con ayudas lineales. Una revisión de estas puede verse en la sección 1.3.2. La sencillez del Buck permite su empleo a frecuencias de conmutación muy elevadas (elevar la frecuencia de conmutación permite elevar el ancho de banda del filtro si se asume una atenuación fija de la frecuencia de conmutación). No obstante, elevar la frecuencia de conmutación lleva a incrementar las pérdidas por conmutación en los semiconductores, de ahí que se trate de emplear variaciones topológicas del Buck para poder conmutar a más alta frecuencia manteniendo las pérdidas de conmutación contenidas.



Figura 1.8: Convertidor Reductor

Con objeto de mejorar la repuesta dinámica del Buck se han propuesto numerosas variantes topológicas. Todas ellas tienen por objeto maximizar la frecuencia a la que trabaja el filtro del convertidor. La más conocida y utilizada, incluso en otros ámbitos, es la variante multifase, representada en la figura 1.10. En ella la corriente de entrada se reparte entre las múltiples re-



Figura 1.9: Convertidor reductor síncrono

des de conmutación. Estas redes trabajan con un retardo entre ellas igual al periodo de conmutación entre el numero de fases y por tanto el condensador filtra una corriente con una frecuencia aproximadamente igual al número de fases por la frecuencia de conmutación de cada fase. Un ejemplo de la utilización del multifase puede encontrarse en [17–20]. En [20] se describe el convertidor que a día de hoy establece el récord de ancho de banda usando exclusivamente un convertidor conmutado, reportando uno de aproximadamente 10 MHz, con una frecuencia de conmutación por fase de 13 MHz y 8 fases. No se emplea condensador de salida y el rendimiento es superior al 90 %.



Figura 1.10: Convertidor Reductor Multifase

Otras variedades topológicas puede ser la conmutación entre varios niveles de tensión, esto hace que los semiconductores soporten menores diferencias de tensión y por tanto las pérdidas de conmutación sean menores. En el convertidor Buck los transistores conmutan entre la tensión de entrada  $V_{in}$ y 0 V. En [21] se presenta una variedad, representado en 1.11, en que la conmutación se hace entre 3 niveles de tensión, dependiendo de qué transistores conmutan. En [18] se presenta el convertidor reductor multientrada (*Multiple Input Buck Converter- MIBuck*), en él la conmutación se realiza entre dos de las tensiones de entrada. Parte de este convertidor se estudiará más adelante ya que su optimización es parte del contenido de esta tesis. Este mismo convertidor con un control diferente ha sido presentado en [22] para la misma aplicación.



Figura 1.11: Convertidor reductor de 3 niveles

En [23] se presenta una solución similar al convertidor reductor multifase. Esta puede verse en la figura 1.13. En ella los interruptores funcionan a diferente frecuencia, y las bobinas L y  $L_1$  son diferentes. El control se halla optimizado para un tipo de operación específica. Una pareja de transistores (por ejemplo  $M_{12}$  y  $M_{22}$ ) conmuta a menos frecuencia y procesa más potencia.La otra pareja de transistores se encarga de procesar la mayor parte de la potencia en las transiciones de dinámica rápida.


Figura 1.12: Convertidor reductor Multientrada (MIBuck)



Figura 1.13: Convertidor Reductor con fuente de corriente en Paralelo

#### **Convertidores no reductores**

Pese a que el convertidor reductor es seguramente el más empleado como modulador de envolvente, existen otras soluciones que también han sido probadas. Especialmente interesantes son las que emplean un convertidor CC/CC en clase E. Éste deriva del RFPA en clase E, que presenta un comportamiento no lineal y una alta eficiencia. Esta solución es especialmente atractiva ya que permite ser diseñado fácilmente por los mismos diseñadores del RFPA. En [24] se presenta un modulador de envolvente basado en un clase E, utilizando también un rectificador en clase E, operando con una frecuencia de conmutación de 770 Mhz. Otro ejemplo de utilización de un convertidor CC/CC en clase E como modulador de envolvente puede encontrarse en [25].

Otro convertidor muy utilizado es el convertidor Buck en cascada con un elevador (figura 1.14). Esto permite tanto reducir la tensión de entrada como elevarla, lo que lo hace especialmente interesante para su utilización desde baterías. En [26–28] pueden encontrarse ejemplos de estos sistemas. Es reseñable que en todos ellos se emplean cuatro transistores en lugar de la versión de dos transistores más habitual en otros campos conocida como Reductor-Elevador (figura 1.15). Esto es debido a que el control del Reductor-elevador es complejo, debido a la presencia de un cero en el semiplano positivo. Otro inconveniente añadido es que el reductor elevador invierte la polaridad de la tensión de salida. Sin embargo en los modelos presentados en [26–28] funcionan bien como reductores o bien como elevadores, estando la dificultad de control solamente presente durante el funcionamiento como elevador.



Figura 1.14: Convertidor reductor con elevador en cascada



Figura 1.15: Convertidor reductor-elevador

#### 1.3.2. Convertidores conmutados asistidos linealmente

Debido a las exigencias de *slew-rate* en las técnicas de ET y EER es habitual el uso de moduladores de envolvente en que se combinan etapas de amplificación lineales con etapas conmutadas como las descritas en la sección 1.3.1. Esta combinación puede hacerse de dos formas diferentes, la combinación en paralelo y la combinación en serie.

En la combinación serie la tensión y la corriente demanda por el RF PA son suministradas por un amplificador lineal. A su vez esta etapa lineal esta alimentada por un convertidor CC/CC de dinámica rápida, que aproxima la tensión de alimentación de la etapa lineal a su tensión de salida, reduciendo las pérdidas en ella. De hecho podría decirse que se realiza una suerte de ET con la etapa lineal. En [29, 30] se utiliza esta técnica con muy buenos resultados. La figura 1.16 muestra esta técnica. La tensión de salida de la etapa lineal se aproxima a escalones discretos de tensión, que son proporcionados por un convertidor conmutado. En [29] esta fuente esta implementada mediante un convertidor multinivel. En [30] se emplea un convertidor reductor multifase. Éste aprovecha que cuando el ciclo de trabajo es un múltiplo de  $1/n^{\circ} de fases$  el rizado de corriente se cancela entre las fases y la tensión de salida no presenta ruido de conmutación. Combinándolo con un control optimizado para transiciones rápidas se obtienen cambios entre los posibles valores de tensión muy rápidos, lo que incrementa el rendimiento de la etapa lineal.

Usando una combinación paralelo la corriente al RFPA es suministrada por la etapa conmutada. La etapa lineal suministra la corriente al RFPA solamente cuando la dinámica de la etapa conmutada no permite seguir con precisión la envolvente de la señal de comunicaciones. Existen varios enfoques diferentes para lograr este comportamiento. El primero es el utilizado en [31], representado en la figura 1.17. Un procesador de señal procesa la referencia de la envolvente a reproducir, filtrandola paso-bajo y paso-alto



Fuente de Tension Discreta

#### Figura 1.16: Combinación serie de etapa conmutada y lineal

separadamente. La versión paso-bajo es la referencia de la etapa conmutada, un buck síncrono, mientras que la versión paso alto es la referencia de la etapa lineal. La suma de ambas corrientes en el RFPA provoca que su tensión sea igual a la referencia original.

Otro enfoque muy empleado es el descrito en [32]. Esta idea se halla representada en la figura 1.18. En ella la envolvente es la referencia de una etapa lineal. La corriente que aporta el lineal es sensada y usada para controlar una etapa conmutada, un Buck, mediante un control con histéresis diseñado para tratar de obligar a que la etapa lineal suministre una corriente nula. De este modo el valor medio de la corriente por la etapa lineal es 0. De esta manera la etapa conmutada procesa la parte baja del espectro de la envolvente y la etapa lineal la alta.

Una combinación de ambos enfoques puede encontrarse en [33]. En ella el mismo sistema de [32] es utilizado en combinación con una segunda etapa conmutada (Un esquema de esta técnica puede encontrarse en la figura 1.19). Esta segunda etapa aporta potencia durante las transiciones en que la primera etapa conmutada es incapaz de hacerlo. La referencia de esta segunda etapa es la propia envolvente, alineada temporalmente con la generada por la primera etapa. El control implementado en el procesador digital es una version del control con histéresis. Como parte de la potencia de las transiciones de dinámica rápida es procesada por una etapa conmutada, la energía procesada por la etapa lineal disminuye y, por tanto, el rendimiento del conjunto aumenta.

La razón por la que las combinaciones de etapas conmutadas y lineales



Figura 1.17: Modulador de Envolvente Split-Band

resulta eficiente puede encontrarse en la sección 1.2. En ella se explica que la mayor parte de la potencia de una señal de envolvente se encuentra en la parte baja del espectro, cerca de la componente de continua. Por ello si la mayor parte de la potencia es procesada por una etapa conmutada eficiente, la eficiencia global del sistema resulta elevada, ya que la etapa lineal procesa muy poca potencia en comparación con la conmutada.

Una ventaja sustancial de la combinación paralelo frente a la combinación en serie radica en que si la envolvente de la señal comunicaciones tiene un ancho de banda tal que puede ser procesado por entero por la etapa conmutada la etapa lineal no procesa ninguna potencia y por tanto no representa ninguna merma de rendimiento. Por contra en la combinación en serie la etapa lineal siempre aporta corriente a la carga. Por consideraciones prácticas, para asegurar el correcto funcionamiento de la etapa lineal, siempre es necesario que exista una caída de tensión en la misma. Esto representa una merma de rendimiento, ya que siempre se disipa potencia en la etapa lineal.



Figura 1.18: Etapa conmutada controlada por etapa lineal



Figura 1.19: Combinación de dos etapas conmutadas y una lineal

# 1.4. Objetivos de la presente tesis

Esta tesis en en gran medida continuación lógica de la tesis doctoral del Dr. Miguel Rodríguez [18]. Partiendo de la topología reductora multientrada descrita en ella (MIBuck, por Multiple Input Buck), se plantean mejoras destinadas a aumentar su ancho de banda, y por tanto mejorar su adecuación para su funcionamiento como modulador de envolvente.

Sobre la topología reductora multientrada se plantea la optimización del filtro de salida, de modo que sin aumentar la frecuencia de conmutación pueda aumentarse el ancho de banda reproducible por el modulador de envolvente. En esta línea se presenta también la versión multifase del MIBuck.

En complemento a lo anterior, y con el objeto de reproducir señales con un *slew-rate* muy por encima del alcanzado por sistemas conmutados, se plantea la combinación del convertidor MIBuck, tanto la version de [18] como con la versión optimizada del filtro de salida, con una etapa lineal. Se ha optado en este caso por una versión en paralelo.

Capítulo 1: Introducción y Estado del Arte

# Capítulo 2

# Optimización del Filtro de Salida

# 2.1. Introducción

En todos los convertidores CC/CC derivados del convertidor reductor la tarea de diseñar el filtro de salida responde a un primer requisito de mantener el rizado de tensión de salida dentro de unos límites de operación. El segundo requerimiento de diseño es la potencia que el convertidor procesa cuando pasa de Modo de Conducción Continuo (MCC) a Modo Conducción Discontinuo (MCD). Esto lleva a un diseño de filtro con dos elementos reactivos: una bobina, que garantiza la condición referente al modo de conducción y un condensador, que garantiza la condición del rizado [34].

El enfoque descrito arriba es perfectamente válido para la tarea que normalmente se le exige a un convertidor CC/CC: generar una tensión continua. Es necesario destacar que un filtro de salida de más de dos elementos puede complicar mucho el control del convertidor CC/CC. No obstante, en el caso de un Modulador de Envolvente, la tensión de salida no es constante y debe ser reproducida con la menor distorsión posible. Además en esta aplicación el convertidor frecuentemente opera en lazo abierto, con lo que la complicación del control desaparece.

En esta sección se estudiará la inclusión de un filtro de salida de mayor orden en el convertidor MIBuck, con objeto de mejorar su funcionamiento como modulador de envolvente. Para ello se estudiaran las diversas familias de filtros, qué orden resulta adecuado y cuál es la razón entre la frecuencia de conmutación del convertidor y la frecuencia de corte del filtro.

## 2.2. Teoría Básica de Filtros

La teoría básica de filtros es muy conocida dentro del mundo de la Ingeniería Eléctrica, debido a su importancia y su amplia difusión en campos muy variados. Su objetivo mas básico es sintetizar funciones matemáticas de filtros mediante elementos reactivos, bobinas y condensadores [35].

Un filtro ideal pasobajo es una función matemática que deja pasar todas las frecuencias sin ninguna distorsión por debajo de una llamada de corte  $f_c$  (en la terminología de los filtros se suele hablar de pulsación o frecuencia angular, así  $\omega_c = 2\pi f_c$ ), y rechaza todas por encima de ella. Cabe destacar que la función ideal de filtrado no es sintetizable porque no es causal. Por ello lo que se sintetiza son aproximaciones matemáticas de esa función ideal. Estas aproximaciones se basan en polinomios y tienen objetivos diversos (p.ej: máxima planitud en la banda de paso en el caso de la aproximación de Butterworth y retardo de grupo plano en la de Bessel-Thomson). En las tablas  $2.1, 2.2 \text{ y } 2.3^1$ , se muestran algunas de las principales aproximaciones. De modo general, cuanto mayor es el orden del polinomio aproximador mejor es el rechazo fuera de banda del filtro y más se parece la aproximación al filtro ideal. En las tablas 2.1 y 2.2 se muestran las funciones de transferencia de las aproximaciones de filtros estudiadas en esta tesis. Otras como la aproximación de Chebyshev o la de Cauer no han sido estudiadas por no considerarse adecuadas para la tarea que desempeña el filtro en este sistema: reproducir una forma de onda estrictamente positiva con la menor distorsión posible.

Para estudiar los filtros es necesario atender a varios parámetros. El más usual es la ganancia. Es decir cómo los filtros dejan pasar las frecuencias dentro de la banda de paso y rechazar las que quedan fuera de ella. En la figura 2.1 pueden verse representadas la ganancia de los filtros cuyas funciones de transferencia aparecen en las tablas 2.1 y 2.2. Puede verse como a medida que el orden del filtro aumenta el rechazo a las frecuencias fuera de la banda de paso también aumenta. Este rechazo es también mayor en los filtros del tipo Legendre-Papoulis (2.1c) que en los Butterworth (2.1b) y que en los Bessel-Thomson (2.1a).

Un parámetro que no se suele estudiar cuando se diseñan filtros para audio es el retraso de grupo. Este parámetro,  $\tau(\omega)$ , mide el retardo sufrido por un tono que pasa por el filtro. La definición matemática del retardo de

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup>En el caso de la aproximación de Bessel-Thomson la función ha sido modificada para que su pulsación de corte  $\omega_{c_Bs}$  sea 1 rad/s. De este modo la pulsación de corte es la misma para todos los filtros. En la aproximación de Bessel-Thomson, la pulsación de corte depende del orden del filtro.

Teoría Básica de Filtros

grupo es:

$$\tau(\omega) = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega},\tag{2.1}$$

donde  $\phi(\omega)$  es la respuesta en fase del filtro. El retardo de grupo de los filtros estudiados en esta sección puede verse en la figura 2.2. Si el retardo de grupo no es plano dentro de la banda de paso del filtro, unas componentes frecuenciales sufrirán un retardo diferente de otras, lo que introduce distorsión. Si el retardo de grupo es plano todas las componentes sufren el mismo retardo y el filtro solamente elimina las frecuencias fuera de su banda de paso y retrasa las otras. Por tanto más que el valor del retardo de grupo resulta más importante definir la variación del retardo de grupo sobre el retardo de grupo en continua  $\tau(0)$ . La variación del retardo de grupo puede definirse como:

$$\tau_{r0}(\omega) = -\frac{\tau(\omega) - \tau(0)}{\tau(0)}.$$
(2.2)

Un valor de  $\tau_{r0} \approx 0$  dentro de la banda de paso del filtro garantiza que todas las frecuencias dentro de la banda de paso sufren el mismo retardo. Es necesario destacar que si este retardo es fijo puede compensarse.<sup>2</sup>. En la figura 2.3 puede observarse como el filtro que mantiene la variación del retardo próxima a 0 durante el mayor ancho de banda es el filtro de Bessel-Thomson (2.3a). En este aspecto este filtro es claramente superior a los filtros de Butterworth (2.3b) y Legendre-Papoulis (2.3c)

Se hace necesario por tanto valorar que tipo y orden del filtro cumple mejor con los requerimientos que impone el funcionamiento de convertidor CC/CC como amplificador de envolvente. En la sección 2.2.1 se estudiara que filtro cumple mejor con este funcionamiento teniendo en cuenta que la forma de onda tiene un ancho de banda limitado a un número de armónicos. En la sección 2.2.2 se estudia el mismo problema cuando la señal a reproducir no está limitada en banda.

 $<sup>^{2}</sup>$ En los sistemas de ET y de EER es importante que la señal de envolvente coincida con la señal de RF. Para conseguirlo, es posible retardar la señal de RF lo que sea necesario para lograr el alineamiento temporal. Este tiempo incluye el retardo del filtro y el de la conversión.

# Tabla 2.1: Aproximaciones de Butterworth

Orden	Butterworth $(w_{c_Bw} = 1 \ rad/s)$
$1^{\mathrm{o}}$	1/1 + s
$2^{\mathrm{o}}$	$1/1 + \sqrt{2}s + s^2$
$3^{\mathrm{o}}$	$1/1 + 2s + 2s^2 + s^3$
$4^{\mathrm{o}}$	$1/1 + 2,613s + 3,4142s^2 + 2,6131s^3 + s^4$
$5^{\mathrm{o}}$	$1/1 + 3,2361s + 5,2361s^2 + 5,2361s^3 + 3,2361s^4 + s^5$
$6^{\rm o}$	$1/1 + 3,8637s + 7,4641s^2 + 9,1416s^3 + 7,4641s^4 + 3,8637s^5 + s^6$

Tabla 2.2: Aproximaciones de Legendre-Papoulis

Orden	Legendre-Papoulis ( $w_{c.Lg} = 1 \ rad/s$ )
1°	1/1 + s
$2^{\mathrm{o}}$	$1/1 + \sqrt{2}s + s^2$
$3^{\mathrm{o}}$	$0,57773/0,57773+1,359s+1,3107s^2+s^3$
$4^{\mathrm{o}}$	$0,4082/0,4082+1,2415s+1,8879s^2+1,5628s^3+s^4$
$5^{\mathrm{o}}$	$0,2235/0,2235+0,89817s+1,6925s^2+2,2347s^3+1,5515s^4+s^5$
$6^{\rm o}$	$0, 1414/0, 1414 + 0, 6797s + 1, 6332s^2 + 2, 4336s^3 + 2, 6898s^4 + 1, 7262s^5 + s^6$

Tabla 2.3: Aproximacion de Bessel-Thomson

Orden	Bessel-Thomson $(w_{c_Bs} = 1 \ rad/s)$
$1^{o}$	1/1 + s
$2^{\mathrm{o}}$	$3/3 + 4,085s + 1,854s^2$
$3^{\mathrm{o}}$	$15/15 + 26,335s + 18,494s^2 + 5,412s^3$
$4^{\mathrm{o}}$	$105/105 + 221,96s + 201,1s^2 + 94,464s^3 + 19,969s^4$
$5^{\mathrm{o}}$	$945/945 + 2293, 9s + 2474, 8s^2 + 1501, 8s^3 + 520, 79s^4 + 84, 272s^5$
$6^{\rm o}$	$10395/10395 + 28102s + 34532s^2 + 24894s^3 + 11216s^4 + 3032, 3s^5 + 390, 35s^6$



(c) Figura 2.1: Ganancias de los filtros: (a) Bessel-Thomson, (b) Butterworth y (c) Legendre-Papoulis.



Figura 2.2: Retardo de grupo de los filtros: (a) Bessel-Thomson, (b) Butterworth y (c) Legendre-Papoulis.



Figura 2.3: Variación del retardo de grupo de los filtros: (a) Bessel-Thomson, (b) Butterworth y (c) Legendre-Papoulis.

#### 2.2.1. Diseño del filtro para señales con ancho de banda contenido

En la figura 2.4 puede verse un convertidor reductor con un filtro de orden N. Al operar en MCC la tensión en el nodo de conmutación, o la tensión sobre el diodo,  $V_d$ , codifica la forma de onda de la envolvente a reproducir en el ancho de los pulsos a la frecuencia de conmutación. En la figura 2.5a la tensión a filtrar,  $V_d$ , se representa en color rojo, mientras que la forma de onda a reproducir se representa en color azul. El efecto del filtro se representa en 2.5b. En ella se puede ver cómo los armónicos correspondientes a la forma de onda a reproducir entran dentro de la banda de paso del filtro mientras que los correspondientes a la frecuencia de conmutación entran dentro de la banda de rechazo del filtro<sup>3</sup>.



Figura 2.4: Esquema de un convertidor Buck con filtro de orden N (con N par)

En esta sección se asumirá que la envolvente esta limitada en banda hasta un armónico de pulsación  $\omega_{h\_max}$ . Esta situación no se aleja demasiado de la realidad, ya que en ocasiones se limita activamente el ancho de banda de las señales a reproducir. Un ejemplo de esta práctica puede encontrarse en el capítulo 3 y, en otro contexto, en [10,11]. La misión del filtro es dejar pasar todas las componentes de la envolvente. Por tanto la frecuencia angular de

 $<sup>^{3}\</sup>mathrm{Las}$ imágenes de la figura 2.5<br/>b es ilustrativa, realmente existen más armónicos al<br/>rededor de la frecuencia de conmutación que deben ser filtrados



Figura 2.5: (a) Forma de onda a filtrar (b) Efectos del filtro.

corte del filtro,  $\omega_c$  debe cumplir:

$$\omega_{h\_max} \le \omega_c \tag{2.3}$$

Por otro lado la frecuencia angular de conmutación  $\omega_s$  y sus armónicos deben ser rechazados, por lo que deben estar situados dentro de la banda de rechazo del filtro. De esto se deduce la siguiente expresión:

$$\omega_{h\_max} \le \omega_c < \omega_s \tag{2.4}$$

Así que el objetivo del diseño del filtro es colocar  $\omega_c$  de manera que se cometa el menor error posible al reproducir  $\omega_{h\_max}$  y se atenúe lo bastante  $\omega_s$ . En esta sección se estudia este problema. Con objeto de generalizarlo se asumirá que  $\omega_{h\_max} = 1 \ rad/s$ . Para hacer este estudio se ha recurrido a utilizar una forma de onda consistente en los tres primeros armónicos no nulos (el tercer armónico no nulo se corresponde con el quinto) de una forma de onda cuadrada con ciclo de trabajo 0.5. Esta forma de onda tiene un período tal que su quinto armónico tiene una frecuencia máxima  $\omega_{h\_max} = 1 \ rad/s$ , por tanto responde a la siguiente expresión:

$$v_{env\_test}(t) = 1 + \cos\left(\frac{1}{5}t\right) - \frac{1}{3}\cos\left(\frac{3}{5}t\right) + \frac{1}{5}\cos(t)$$
 (2.5)

El primer diseño consiste en elegir filtros de 4° orden con  $\omega_c = \omega_{h\_max} =$ 

1 rad/s.De esta manera todos los filtros atenúan  $\omega_{h\_max}$  en 3 dB. De este modo los efectos en la distorsión vienen dados por las variaciones en el retardo de grupo. En la figura 2.6 puede verse la respuesta de los filtros ante la señal  $v_{env\_test}$ . A simple vista puede apreciarse cómo la señal de salida que más se parece a la de la entrada es la obtenida con el filtro de Bessel 2.6a. Con los otros dos filtros, Butterworth (figura 2.6b) y Legendre-Papoulis (figura 2.6c) puede apreciarse como se introduce una distorsión significativa.

Para comparar las formas de onda de entrada y salida la primera ha sido retrasada el  $\tau(0)$  correspondiente a cada filtro. En el caso del filtro de Bessel-Thomson este valor es  $\tau_{Bs}(0) = 2,114s$ , para el de Butterworth  $\tau_{Bw}(0) = 2,613 s$  y para el de Legendre-Papoulis  $\tau_{Lg}(0) = 3,041 s$ . No obstante esta comparativa no es justa ya que los filtros de Butterworth y Legendre-Papoulis son mucho mas agudos.La frecuencia a la que se se obtiene un rechazo de 40 dB, denominada  $\omega_{-40dB}$  es  $\omega_{-40dB} = 4,73 rad/s$  en el de Bessel. Modificando la frecuencia de corte de los filtros de Butterworth y de Legendendre-Papoulis para que tengan el mismo rechazo a esa frecuencia<sup>4</sup> se obtiene el resultado mostrado en la figura 2.7.

En ella puede verse cómo en este caso la mejor repuesta la de el filtro de Legendre-Papoulis. Esto no es sorprendente, ya que su frecuencia de corte es la más alta. Estos resultados pueden entenderse mejor visualizando el efecto del filtro sobre el 5° armónico. Esto puede verse en la figura 2.8, en ella el tono de entrada se muestra en azul y la salida en rojo. Observando la respuesta del filtro de Bessel (figura 2.8a) puede verse cómo no sufre ningún retraso apreciable, pero hay una disminución significativa de la amplitud. En el caso de los filtros de Butterworth y Legendre-Papoulis con  $\omega_c = 1 \ rad/s$  (figuras 2.8b y 2.8c) se observa cómo existe la misma atenuación y el desfase es significativo. Corrigiendo la frecuencia de corte de los filtros se observa (figuras 2.8d y 2.8e) cómo el desfase se hace menor y ambas formas de onda tienen la misma amplitud. Comparándolas con las formas de onda de la figura 2.7 puede inferirse que resulta más importante la ganancia de la función de transferencia que la variación del retardo de grupo.

<sup>&</sup>lt;sup>4</sup>Para corregir el filtro de Butterworth es necesario sustituir en la función de transferencia correspondiente s por  $s/\omega_{cBW}$ , donde  $\omega_{cBW} = 1,494 \ rad/s$ . Este mismo proceso se repite con el de Legendre-Papoulis con  $\omega_{cBW} = 1,821 \ rad/s$ 



Figura 2.6: Respuesta de los filtros ante la forma de onda  $v_{env\_test}$ : (a) Bessel-Thomson, (b) Butterworth y (c) Legendre-Papoulis, todos con  $w_c = 1 rad/s$ .



Figura 2.7: Respuesta de los filtros ante la forma de onda  $v_{env\_test}$ : (a) Butterworth con  $w_c = 1,494 \ rad/sy$  (b) Legendre con  $w_c = 1,821 \ rad/s$ .



Figura 2.8: Respuesta de los filtros ante el 5° Armónico de la forma de onda  $v_{env\_test}$ : (a) Bessel-Thomson con  $w_c = 1 rad/s$ , (b) Butterworth con  $w_c = 1 rad/s$ , (c) Legendre-Papoulis con  $w_c = 1 rad/s$ , (d) Butterworth con  $w_c = 1, 494 rad/s$  y (e) Legendre con  $w_c = 1, 821 rad/s$ .

Teoría Básica de Filtros

Para evaluar este comportamiento de una manera más sistemática se define el error entre la entrada y la salida para el armónico de frecuencia angular 1 (el que correspondería al armónico de mayor frecuencia de la envolvente), como el cociente entre la energía de la diferencia entre la entrada y la salida y la energía de la señal de entrada, de acuerdo con la expresión:

$$error(\omega_{h\_max}) = \frac{1}{0.5} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[ \cos\left(t - \tau(0)\right) \right) - \left| H(\omega_c) \right| \cos\left(t - \arg(H(\omega_c))) \right]^2 dt$$
(2.6)

Donde  $H(\omega)$  es la función de transferencia del filtro y  $\omega_c$  la frecuencia de corte del filtro. La expresión de la ecuación 2.6 tiene un valor del 8,6 % para el filtro de Bessel-Thomson, 27,9 % para el de Butterworth y del 41 % para el Legendre-Papoulis, cuando todos ellos han sido diseñados con  $\omega_c = 1 rad/s$ . Corrigiendo las frecuencias angulares de corte de estos dos últimos filtros con  $\omega_{c_Bw} = 1,494 rad/s$  y  $\omega_{c_Lg} = 1,821 rad/s$ , el error disminuye al 2,2 % con el filtro de Butterworth y al 0,63 % para el de Legendre-Papoulis. Recuérdese que en este último caso todos los filtros presentan una atenuación de 40 dB a la pulsación  $\omega_{-40}$ .

Esta expresión ha sido evaluada para los diferentes órdenes, tipos de filtro y frecuencias de corte,  $\omega_c$ . El resultado puede verse en la figura 2.9. Nótese que como se asume que  $\omega_{h\_max} = 1 \ rad/s$ ,  $\omega_c$  es equivalente a  $\omega_c/\omega_{h\_max}$ .

En la figura 2.10 se muestra la atenuación que presentan los filtros analizados. De esta manera se podría elegir la frecuencia de corte del filtro en función del rechazo que sea necesario a la frecuencia de conmutación  $\omega_s$ . La información de las gráficas de las funciones 2.9 y 2.10 se halla resumida en la figura 2.11 para el filtro de Bessel-Thomson, en la figura 2.12 para el filtro de Butterworth y para el filtro de Legendre-Papoulis en la figura 2.13. En principio el filtro que permita el menor error con la menor  $\omega_s$  es el mejor. Esto es así ya que permitirá reducir la frecuencia de conmutación del convertidor CC/CC mientras se maximiza el ancho de banda de la forma de onda a reproducir. No obstante esto tiene dos límites, uno asociado a la frontera entre MCD y MCC, lo que se detalla en la sección 2.4, y otro fundamental asociado al teorema de Nyquist. La codificación PWM es una forma de muestreo, ya que el valor de la señal de envolvente se codifica en el ancho del pulso. El teorema de Nyquist establece que para reconstruir una señal a partir de sus muestras es necesario que la frecuencia de muestreo sea el doble del ancho de banda de la señal original. Por tanto el límite entre la máxima frecuencia de conmutación y la máxima de la envolvente es  $\omega_s/\omega_{h max} = 2$ . Observando estas figuras (2.11, 2.12 y 2.13) puede verse que el mejor filtro es el del tipo Legendre-Papoulis, ya que permite el mínimo error con la mínima frecuencia de conmutación.

Como resumen de esta sección, si el objetivo es reproducir una envolvente con gran precisión hasta un armónico determinado, la mejor solución consiste en utilizar un filtro que sea muy agudo, y colocar la frecuencia de corte del filtro lo más lejos posible de la máxima frecuencia a reproducir, siempre teniendo en cuenta que la frecuencia de conmutación debe atenuarse convenientemente. De esta manera todos los armónicos de la envolvente se sitúa en la parte en que la banda de paso y la variación del retorno de grupo son más planos. Como el filtro es muy agudo, la frecuencia de conmutación puede situarse relativamente próxima a la frecuencia de corte y al mismo tiempo se garantiza una buena atenuación de la misma. De todos los filtros estudiados, el que reúne las mejores características para esta aplicación es el filtro de Legendre-Papoulis.

52



Figura 2.9: Función de error de la ecuación 2.6: (a) Bessel-Thomson, (b) Butterworth y (c) Legendre-Papoulis. Atenuación a  $\omega_s$  (dB) Atenuación a  $\omega_s$  (dB)



Figura 2.10: Atenuación de los filtros: (a) Bessel-Thomson, (b) Butterworth y (c) Legendre-Papoulis.



Figura 2.11: Error con los filtros de Bessel-Thomson para una atenuación de: (a) 20 dB, de (b) 30 dB y (c) 40 dB.



Figura 2.12: Error con los filtros de Butterworth para una atenuación de: (a) 20 dB, (b) 30 dB y (c) 40 dB.



Figura 2.13: Error con los filtros de Legendre para una atenuación de: (a) 20 dB, (b) 30 dB y (c) 40 dB.

#### 2.2.2. Diseño del filtro para señales con gran ancho de banda

Los resultados de la sección anterior son válidos si se considera que la envolvente tiene un ancho de banda limitado. No obstante, en el caso de pulsos cuadrados, o con otro tipo de envolventes muy comunes, como la correspondiente a la prueba de dos tonos, el ancho de banda puede considerarse infinito<sup>5</sup>. En este tipo de señales el filtrado introduce un error significativo, y no resulta adecuada la estrategia planteada en la sección 2.2.1, consistente en colocar la frecuencia de corte el filtro lo más lejos posible, manteniendo la atenuación a la frecuencia de comutación, del último armónico a reproducir. En este caso el filtrado por si mismo ya introduce un error, ya que se modificará la amplitud y fase de armónicos que son necesarios para la correcta reproducción de la onda.

Con este tipo de señales resulta más adecuado estudiar su respuesta temporal. Para ello se ha estudiado la respuesta ante un escalón unitario a la entrada. En la figura 2.14 puede verse la respuesta al escalón de las diferentes especies de filtro estudiados (cuyas funciones de transferencia pueden verse en las tablas 2.1, 2.2 y 2.3). Las frecuencias de corte de los filtros se han ajustado para que dentro de cada tipo de filtro, la frecuencia a la que se rechazan 30 dB,  $\omega_{-30dB}$ , sea la misma. De esta manera, la comparativa es justa, va que si la frecuencia de corte fuese igual el filtro de menor orden tendría mejor respuesta a costa de no rechazar adecuadamente la frecuencia de conmutación. En la figura 2.14a puede verse cómo el filtro de Bessel-Thomson no presenta sobreoscilaciones mientras que los de Butterworth (figura 2.14b) y Legendre-Papoulis (2.14c) sí. Para comparar que familia de filtros se comporta mejor en la figura 2.15 pueden verse la comparativa entre filtros de tercer (figura 2.15a) y cuarto orden (figura 2.15b). Las frecuencias de corte se han ajustado para que todos presenten la misma atenuación a la misma frecuencia, por tanto los filtros de Butterworth y Legendre-Papoulis tienen una frecuencia de corte superior. En ellas se ve claramente como los filtros de Bessel no presentan sobreoscilación ninguna aunque presentan un *slew-rate* menor. La ausencia de sobreoscilación los hace especialmente atractivos para su uso en amplificadores de envolvente.

Para obtener valores numéricos de la respuesta al impulso se puede recurrir a las tablas 2.4, 2.5 y 2.6. En ellas se muestra el *slew-rate* normalizado, medido cuando la forma de onda de salida ha obtenido el 50 % de su valor final, definido como:

$$nslw_{0,5} = \frac{d[stp(\omega_c \cdot t)]}{d((\omega_c \cdot t))}|_{t=0,5},$$
(2.7)

siendo  $stp(\omega_c \cdot t)$  la función escalón unitario. En estas tablas  $\gamma$  es la sobre-

<sup>&</sup>lt;sup>5</sup>Realmente como la envolvente esta codificada en el ancho de los pulsos de frecuencia angular  $\omega_s$  solamente se podrán reproducir los armónicos hasta  $\omega_s/2$ 

Teoría Básica de Filtros

oscilación,  $\omega_c \cdot t_{nslw_{-}0,5}$  el tiempo normalizado en el que la salida alcanza el 50% de su valor final y  $\omega_c \cdot t_{\gamma}(rad)$  el tiempo normalizado en el que se produce la máxima sobreoscilación.

A partir de la expresión 2.7 es posible calcular el *slew-rate* ante un escalón de amplitud  $V_{step}$  mediante:

$$slw_{0,5} = nslw_{0,5} \cdot \omega_c V_{step}.$$
(2.8)

Una vez definido el slew-rate deseado, es posible calcular  $\omega_c$  des<br/>de las tablas 2.4, 2.5 y 2.6 y la ecuación 2.8.



Figura 2.14: Respuesta al escalón de los filtros: (a) de Bessel-Thomson, de (b) Butterworth y (c) de Legendre-Papoulis.



Figura 2.15: Comparativa de la respuesta al escalón de los filtros: (a) de orden  $3^{\circ}$  y (b) de orden  $4^{\circ}$ .

Tabla 2.4: Parámetros de la respuesta al escalón normalizada de los filtros de Bessel-Thomson

Orden	$nslw_{0,5}(rad^{-1})$	$\omega_c \cdot t_{nslw\_0,5}(rad)$	$\gamma(\%)$	$\omega_c \cdot t_\gamma(rad)$
$1^{\mathrm{o}}$	0,5	$0,\!693$	-	-
$2^{\mathrm{o}}$	0,464	1,225	$0,\!433$	$4,\!94$
$3^{\mathrm{o}}$	$0,\!449$	$1,\!681$	0,754	4,714
$4^{\mathrm{o}}$	$0,\!444$	2,069	$0,\!835$	4,829
$5^{\mathrm{o}}$	$0,\!444$	$2,\!4$	0,773	5,005
$6^{\rm o}$	$0,\!447$	$2,\!686$	$0,\!642$	$5,\!194$

Tabla 2.5: Parámetros de la respuesta al escalón normalizada de los filtros de Butterworth.

Orden	$nslw_{0,5}(rad^{-1})$	$\omega_c \cdot t_{nslw\_0,5}(rad)$	$\gamma(\%)$	$\omega_c \cdot t_\gamma(rad)$
$1^{\mathrm{o}}$	0,5	$0,\!693$	-	-
$2^{\mathrm{o}}$	$0,\!436$	$1,\!433$	$4,\!443$	$4,\!321$
$3^{\mathrm{o}}$	0,404	$2,\!135$	$8,\!147$	4,922
$4^{\mathrm{o}}$	0,381	$2,\!82$	$10,\!833$	4,598
$5^{\mathrm{o}}$	0,363	$3,\!496$	12,776	6,313
$6^{\rm o}$	0,349	4,166	$14,\!251$	7,037

Tabla 2.6: Parámetros de la respuesta al escalón normalizada de los filtros de Legendre-Papoulis

Orden	$nslw_{0,5}(rad^{-1})$	$\omega_c \cdot t_{nslw\_0,5}(rad)$	$\gamma(\%)$	$\omega_c \cdot t_\gamma(rad)$
$1^{\mathrm{o}}$	0,5	$0,\!693$	-	-
$2^{\mathrm{o}}$	$0,\!436$	$1,\!433$	$4,\!443$	4,321
$3^{\mathrm{o}}$	0,377	2,41	$^{7,5}$	5,161
$4^{\mathrm{o}}$	0,352	$3,\!27$	$11,\!243$	$6,\!123$
$5^{\mathrm{o}}$	0,326	4,254	$13,\!275$	$7,\!223$
$6^{\rm o}$	$0,\!31$	$5,\!158$	$15,\!227$	$^{8,25}$

#### 2.2.3. Resumen de la teoría de filtros

El contenido de las secciones 2.2.1 y 2.2.2 puede resumirse de la siguiente manera. Si la señal a procesar es de banda limitada los filtros que menos distorsión introducen son los más agudos. Por tanto el uso de filtros de Legendre-Papoulis o de Butterworth es el más recomendable. La selección de la frecuencia de corte del filtro debe hacerse a partir del error relativo para el armónico de más alta frecuencia. Esta selección se hace usando las gráficas de la figura 2.9. A partir de ella y mediante las gráficas de la figura 2.10, o directamente utilizando las de las figuras 2.11, 2.12 y 2.13 se selecciona la frecuencia de comutación del convertidor.

En el caso de querer reproducir señales de mayor ancho de banda, los filtros de Bessel-Thomson resultan mejores. Se puede emplear en este caso el criterio del *slew-rate*, utilizando la información de la tabla 2.4 junto con la ecuación 2.8 para calcular  $\omega_c$ . La selección de  $\omega_s$  se realiza mediante la gráfica 2.10a.

## 2.3. Síntesis del filtro de un convertidor CC/CC

Un detalle muy interesante tiene que ver con el método de síntesis empleado para determinar el valor de las bobinas y condensadores que forman la red del filtro. La mayoría de los filtros se diseñan para aplicaciones de RF o de señal, donde la impedancia de la fuente es significativa, por lo que la red se diseña teniendo en cuenta el teorema de máxima transferencia de potencia. Este nos dice que una fuente con una impedancia de salida  $Z_s$  entrega la máxima potencia a una carga  $Z_l$  si  $Z_l = Z_s^*$ . No obstante en el caso de aplicar un filtro a la salida de la red de conmutación de un convertidor CC/CC es necesario emplear otro criterio ya que la red de conmutación se comporta como una fuente de tensión con una impedancia de salida despreciable en comparación con la carga. La impedancia de salida de la red de conmutación es, de manera aproximada, la resistencia en conducción de transistores y diodos. La figura 2.16 muestra un filtro de N elementos, es decir sintetiza un polinomio aproximador de orden N.

El procedimiento usual para la síntesis de un polinomio aproximador se conoce como síntesis de Cauer, puede encontrarse en [35]. Usándola, se obtienen los valores de la bobinas y condensadores. Esta síntesis se realiza comenzando por la carga y por los coeficientes de orden más alto del filtro. De este modo los mayores valores de inductancia y capacidad se obtienen para los elementos más próximos a la fuente. Esto tendrá su importancia a la hora de determinar el modo de funcionamiento del convertidor, como se explica en la sección 2.4. La síntesis de Cauer es un proceso tedioso. Las tablas con los valores de los elementos del filtro para valores de frecuencia



Figura 2.16: Esquema de un filtro con  $Z_s\approx 0$ 

y carga normalizadas pueden encontrarse por doquier en la literatura. No obstante, las tablas calculadas con impedancia de fuente  $Z_s = 0$  son más escasas. Un ejemplo de ellas puede encontrarse en [36]. En las tablas 2.7, 2.8 y 2.9 se encuentran estos elementos para los filtros de Bessel-Thomson, de Butterworth y de Legendre-Papoulis de segundo a sexto orden. Todos ellos adaptados a una carga de  $R_L = 1 \Omega$  y  $\omega_c = 1 rad/s$ . El proceso de desnormalización permite adaptar la impedancia de carga y la frecuencia de corte del filtro sin más que adecuar los valores de las bobinas y condensadores obtenidos de las tablas de acuerdo con la siguiente expresión:

$$L_x = \frac{l_x R_L}{2\pi f_c} , C_x = \frac{c_x}{2\pi f_c R_L},$$
 (2.9)

donde  $l_x$  y  $c_x$  son los valores obtenidos de las tablas (2.7, 2.8, 2.9),  $R_L$  la carga del filtro y  $f_c$  la frecuencia de corte deseada.

Tabla 2.7: Elementos de filtros de Bessel-Thomson hasta $6^\circ$ orden

Orden	$l_1$	$c_2$	$l_3$	$c_4$	$l_5$	$c_6$
$1^{\mathrm{o}}$	1					
$2^{\mathrm{o}}$	$1,\!3617$	$0,\!4539$				
$3^{\mathrm{o}}$	$1,\!4625$	$0,\!8427$	$0,\!2927$			
$4^{\mathrm{o}}$	1,5012	$0,\!9781$	$0,\!6128$	0,2114		
$5^{\mathrm{o}}$	1,5125	1,0231	0,7532	$0,\!4729$	0,1619	
$6^{\rm o}$	1,5126	$1,\!0330$	$0,\!8124$	$0,\!6072$	$0,\!3785$	$0,\!1287$

Tabla 2.8: Elementos de filtros de Butterworth hasta 6° orden

$l_1$	$c_2$	$l_3$	$c_4$	$l_5$	$c_6$	
1º	1					
$2^{\mathrm{o}}$	$1,\!4147$	0,7071				
$3^{\mathrm{o}}$	$^{1,5}$	$1,\!3333$	$^{0,5}$			
$4^{\mathrm{o}}$	$1,\!5307$	1,5772	1,0824	$0,\!3827$		
$5^{\mathrm{o}}$	$1,\!5451$	$1,\!6944$	1,3820	$0,\!8944$	0,3090	
$6^{\rm o}$	$1,\!5529$	1,7593	$1,\!5529$	$1,\!2016$	0,7579	$0,\!2588$

Tabla 2.9: Elementos de filtros de Legendre-Papoulis hasta $6^\circ$ orden

Orden	$l_1$	$c_2$	$l_3$	$c_4$	$l_5$	$c_6$
$1^{\mathrm{o}}$	1					
$2^{\mathrm{o}}$	1,4142	0,7071				
$3^{\mathrm{o}}$	$1,\!5909$	$1,\!4270$	0,7629			
$4^{\mathrm{o}}$	$1,\!6120$	$1,\!6616$	$1,\!4292$	$0,\!6399$		
$5^{\mathrm{o}}$	$1,\!6372$	1,7509	1,7358	$1,\!3945$	$0,\!6445$	
$6^{\rm o}$	$1,\!6348$	1,8088	1,8223	$1,\!6795$	1,3486	0,5793

# 2.4. Modo Conducción Continuo en la Familia Reductora

Para unas determinadas condiciones de funcionamiento un convertidor puede trabajar en lo que se denomina Modo de Conducción Continuo o Modo de Conducción Discontinuo. Para explicarlo puede partirse del esquema del convertidor Buck representado en la figura 2.17.

El funcionamiento del Buck es muy sencillo y se encuentra completamente explicado en [34]: En un período de conmutación el transistor  $M_1$ conduce durante un tiempo  $d_c \cdot T_s$ , donde  $d_c$  es el ciclo de trabajo y puede variar entre 0 y 1 y  $T_s$  es el período de conmutación. Durante el tiempo

\_



Figura 2.17: Esquema del convertidor reductor

de conducción de  $M_1$  el diodo está polarizado inversamente, y por tanto la bobina soporta una tensión  $V_{in} - V_{out}$ , por lo que su corriente crece<sup>6</sup>. Durante el tiempo  $(1 - d_c) \cdot T_s$ , el transistor  $M_1$  deja de conducir. Como la bobina conduce corriente la Ley de Faraday hace que el diodo conduzca, por lo que durante esta otra parte del ciclo la bobina soporta una tensión  $-V_{out}$  y por tanto su corriente decrece. A continuación el transistor vuelve a conducir y el ciclo empieza de nuevo. Esta situación puede verse en la figura 2.18. Si la corriente por la bobina nunca se hace 0, el diodo siempre conduce durante el tiempo  $(1 - d_c) \cdot T_s$  y se produce la situación de la figura 2.18a. Por el contrario, si la corriente por la bobina se hace 0 el diodo deja de conducir <sup>7</sup> y la bobina queda desconectada de la red de conmutación<sup>8</sup>. Esta situación puede observarse en la figura 2.18b. En esa situación la bobina no soporta ninguna tensión y, por tanto, en el nodo de conmutación aparece la tensión  $V_{Out}$ . A la primera situación se la conoce como Modo de Conducción Continuo (MCC) y a la segunda Modo de Conducción Discontinuo (MCD).

Una característica especialmente deseable de los convertidores de la familia reductora  $^9$ , es que en MCC la tensión de salida responde a la expresión:

$$V_{out} = d_c \cdot Vin. \tag{2.10}$$

Es decir la tensión de salida depende linealmente del ciclo de trabajo. De modo que mientras el convertidor opere en MCC es posible reproducir una forma de onda introduciendo el valor instantáneo de dicha forma de onda

 $<sup>^6{\</sup>rm Se}$  asume que el condensador es lo suficientemente grande como para absorber todo el rizado de corriente sin cambiar su tensión durante un período de conmutación.

<sup>&</sup>lt;sup>7</sup>Si el diodo pudiera seguir conduciendo en esta situación la corriente se invertiría. De hecho en el Buck Síncrono la corriente se invierte sin problema y no existe el Modo de Conducción Discontinuo.

 $<sup>^8\</sup>mathrm{El}$ punto de conexión de la bobina, el diodo y el transistor se suele llamar nodo de conmutación.

 $<sup>^{9}\</sup>mathrm{La}$ familia reductora esta compuesta por el Buck y sus derivados aislados Push-Pull y Medio Puente y Puente Completo



Figura 2.18: Comportamiento del convertidor (a) en MCC y (b) en MCD

en la modulación del ciclo de trabajo. Esto permite operar el convertidor en lazo abierto, maximizando de este modo su ancho de banda. En cambio, si el convertidor opera en DCM, la tensión de salida pasa a ser:

$$V_{out} = \frac{2 \cdot V_{in}}{1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot k}{d_c^2}}},$$
(2.11)

donde k es el parámetro de modo de conducción adimensional definido en [37] como:

$$k = \frac{2L}{R_L \cdot T_s} \tag{2.12}$$

La ecuación 2.11 muestra que la relación entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida no es lineal. Por ello un convertidor reductor operando en MCD no funcionaría bien en lazo abierto como modulador de envolvente. Podría hacerlo si se cerrara un lazo de control. No obstante esto limita el ancho de banda del convertidor.

La condición de operación en MCC se obtiene para un valor de k que cumple la condición  $k > k_{crit}$ . Para convertidores reductores [37]:

$$k_{crit} = 1 - d_c \tag{2.13}$$

Dado que el  $d_c \leq 1$ , la operación en MCC se garantiza para cualquier ciclo de trabajo si k > 1.

Ahora bien, este razonamiento es válido en el caso de que la tensión de salida del convertidor se aplique directamente sobre la bobina durante el tiempo en el que conduce el diodo (y no lo hace el transistor), lo que ocurre con filtros de segundo orden<sup>10</sup>. En el caso de utilizar filtros de mayor orden, es necesario comprobar si la tensión en el condensador  $C_2$  es similar a la de salida. En la figura 2.19 se muestra la comparativa entre las funciones de transferencia de los filtros desde la entrada hasta la salida y desde la entrada hasta el condensador  $C_2$ . La comparativa se ha realizado con filtros de Bessel-Thomson (2.19a), Butterworth (2.19b) y Legendre-Papoulis (2.19c). Puede apreciarse como a la misma frecuencia el filtro presenta menos rechazo sobre el condensador  $C_2$ . No obstante, éste es suficiente cómo para considerar que esta tensión es la misma que la de salida. Por ejemplo suponiendo un convertidor reductor con  $V_{in} = 12V$  y  $d_c = 0,5$  la tensión media de salida será de 6V. Suponiendo que la frecuencia de conmutación se sitúe donde el filtro presente 40 dB de rechazo, entonces el rizado de tensión a la salida será de 76,4 mV. Sobre  $C_2$  la tensión será de 264mV en el caso del Bessel-Thomson, 355mV en el del Butterworth y 485mV en el del Legendre-Papoulis. En términos de porcentaje de la tensión de salida esto equivale a decir que el rizado de la tensión en el condensador  $C_2$  es del 4,4%, 5,9% y 8,1% respectivamente. La tabla 2.10 muestra el rechazo que se presenta a la frecuencia de conmutación para los diferentes filtros estudiados. En todos ellos el rechazo es lo suficientemente grande como para que el rizado de tensión pueda despreciarse. Como el rizado es pequeño, las formas de onda de corriente por la bobina  $L_1$  son rampas, como en la figura 2.18. Por esta razón la frontera entre MCC y MCD se calcula con el criterio expresado en la ecuación 2.13.

Resulta necesario tener en cuenta que ahora el valor de la bobina  $L_1$  viene fijado por el tipo de filtro, la carga y la frecuencia de conmutación. Por tanto, teniendo en cuenta la ecuación 2.9, la definición de k pasa a ser:

$$k = \frac{l_1}{\pi} \cdot \frac{\omega_s}{\omega_c} = \frac{l_1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_c},\tag{2.14}$$

donde  $l_1$  es el valor normalizado de la bobina de acuerdo a las tablas 2.7, 2.8 o 2.9,  $\omega_s$  es la frecuencia angular de conmutación y  $\omega_c$  la de corte del filtro. Por tanto la condición para garantizar el funcionamiento en MCC, en régimen permanente, pasa a ser:

$$\frac{f_s}{f_c} > \frac{\pi}{l_1} \tag{2.15}$$

<sup>&</sup>lt;sup>10</sup>En el análisis clásico se asume que el rizado de tensión en el condensador es nulo.

Por tanto, ahora lo que se debe cumplir es que la frecuencia de conmutación esté lo suficientemente alejada de la frecuencia de corte del filtro. La figura 2.20 es una nueva versión de la figura 2.10 que relaciona la frecuencia de conmutación con el rechazo para los diferentes tipos de filtros. En ella se ha destacado a partir de que frecuencia se garantiza el funcionamiento en MCC. En la tabla 2.11 se muestra el valor mínimo de  $f_s/f_c$  para los filtros estudiados.



Figura 2.19: Ganancia del filtro en el condensador  $C_2$  en el filtro de (a) Bessel-Thomson, (b) Butterworth y (c) Legendre-Papoulis
Modo Conducción Continuo en la Familia Reductora

Orden	Rechazo @ $\omega_s$	Bessel-Thomson	Butterworth	Legendre-Papoulis
$3^{\mathrm{o}}$	30  dB	$25,8~\mathrm{dB}$	$24{,}56~\mathrm{dB}$	22,82  dB
$3^{\mathrm{o}}$	40  dB	$33,39 \mathrm{~dB}$	31,95  dB	$30,05~\mathrm{dB}$
$4^{\mathrm{o}}$	30  dB	$23{,}07~\mathrm{dB}$	20,78  dB	$18,3 \mathrm{~dB}$
$4^{\mathrm{o}}$	40  dB	$29,23 \mathrm{~dB}$	26,26  dB	23,95  dB
$5^{\mathrm{o}}$	30  dB	21,31  dB	18,10  dB	14,5  dB
$5^{\mathrm{o}}$	40  dB	$26{,}57~\mathrm{dB}$	$23{,}06~\mathrm{dB}$	19,12  dB
$6^{\rm o}$	30  dB	$20{,}17~\mathrm{dB}$	16,10  dB	12,08  dB
$6^{\rm o}$	40  dB	24.81  dB	20.43  dB	16.06  dB





Figura 2.20: Atenuación de los filtros respecto a  $\omega_s/\omega_c$  para: (a) Bessel-Thomson, (b) Butterworth y (c) Legendre-Papoulis. Se detalla el rango de frecuencias en la que el convertidor opere en MCC.

Tabla 2.11: Valores de  $\pi/l_1=f_s/f_c$  para los diferentes filtros estudiados

Orden	Bessel-Thomson	Butterworth	Legendre-Papoulis
$1^{\mathrm{o}}$	$3,\!1416$	$3,\!1416$	3,1416
$2^{\mathrm{o}}$	$2,\!3072$	2,2215	2,2215
$3^{\mathrm{o}}$	$2,\!14746$	2,0944	1,9747
$4^{\mathrm{o}}$	2,0929	2,0524	1,9489
$5^{\mathrm{o}}$	2,0771	2,0333	1,9189
$6^{\rm o}$	2,0770	2,0230	1,9217

### 2.4.1. Modo Conducción Continuo en el Reductor Multientrada

El caso del convertidor reductor Multientrada (MIBuck) ha sido explicado en [18]. Este convertidor deriva del convertidor reductor, pero sus interruptores conmutan entre dos de las tensiones de entrada, en lugar de entre la tensión de entrada y 0 como en el caso del Buck. En la figura 2.21 puede verse un esquema del MIBuck con 3 tensiones de entrada. Las conmutaciones se producen entre  $V_{in3}$  y 0, entre  $V_{in2}$  y  $V_{in3}$  y entre  $V_{in1}$  y  $V_{in2}$ .



Figura 2.21: Esquema del convertidor reductor multientrada MIBuck

Las tensiones en el nodo de conmutación varían entre las tensiones de entrada al convertidor, siendo las corrientes por la bobina rampas. En la figura 2.22 se muestran estas formas de onda.

Este convertidor pasa a funcionar en Modo Conducción Discontinuo cuando la corriente por la bobina se hace 0. El análisis de la frontera entre el MCC y MCD se encuentra detallado en [18]. No obstante se repiten aquí los detalles más importantes. El parámetro adimensional k es el mismo que en el caso del convertidor reductor de la ecuación 2.12, que se repite aquí para facilitar la tarea al lector.

$$k = \frac{2L}{R_L \cdot T_s} \tag{2.16}$$

El valor de  $k_{crit}$ , que establece la frontera entra MCC y MCD es:

$$k_{crit} = \frac{d_{ij} \left(1 - d_{ij}\right) \left(\sqrt{\lambda_{ij}} - 1\right)^2}{d_{ij} \left(\lambda_{ij} - 1\right) + 1},$$
(2.17)

donde  $\lambda_{ij} = V_i/V_j$ , es decir el cociente entre las tensiones entre las que commuta el convertidor y  $d_{ij}$  el ciclo de trabajo correspondiente. La expresión 2.17 tiene un máximo que es:



Figura 2.22: Forma de onda a la entrada del filtro del MIBuck

$$k_{crit_Max} = \frac{\left(\sqrt{\lambda_{ij}} - 1\right)^2}{\lambda_{ij} - 1}.$$
(2.18)

El convertidor operará en MCC en cualquier condición siempre que  $k > k_{crit_Max}$ . Por tanto a partir de las ecuaciones 2.16 y 2.18 se obtiene:

$$\frac{2 \cdot L}{R_L T_s} \ge \frac{\left(\sqrt{\lambda_{ij}} - 1\right)^2}{\lambda_{ij} - 1} \tag{2.19}$$

Si se pretende aplicar este criterio a un filtro de orden superior es necesario recordar que el valor de la bobina está fijada por el tipo de filtro, la carga y la frecuencia de corte del mismo,  $f_c$ . Por tanto el único parámetro de diseño es el cociente entre la frecuencia de conmutación y la de corte  $f_s/f_c$ , al igual que el de la ecuación 2.15. Esta ecuación se puede adaptar al caso del convertidor MIBuck como:

$$\frac{f_s}{f_c} \ge \frac{\pi}{l_1} \frac{\left(\sqrt{\lambda_{ij}} - 1\right)^2}{\lambda_{ij} - 1} \tag{2.20}$$

Si la conmutación se produce entre la menor tensión de entrada y 0 entonces  $\lambda_{ij} = \infty$ , siendo éste el peor caso posible. En esta situación, la ecuación 2.20 pasa a ser igual que la ecuación 2.15. Por tanto, para diseñar el filtro de salida de un convertidor MIBuck se pueden utilizar las curvas de la figura 2.20. El cociente entre  $f_s/f_c$  mínimo que garantiza el MCC puede tomarse de la tabla 2.11. La figura 2.23 muestra el convertidor MIBuck con un filtro de 4º orden. Es importante destacar la gran ventaja del convertidor MIBuck frente al convertidor Buck: La forma de onda a la entrada del filtro posee una componente a la frecuencia de conmutación con un valor de pico tantas veces mas pequeña como sea el número de tensiones de entrada. Es decir si se compara un convertidor Buck con una tensión de entrada de 12 V con un MIBuck de 3 niveles de 12 V, 8 V y 4 V (3 tensiones), la componente de la frecuencia de conmutación será tres veces menor en el segundo caso que en el primero. Esto es así ya que la tensión a la entrada del filtro en el caso del convertidor Buck es una onda cuadrada con un valor máximo de 12 V y uno mínimo de 0 V. En el caso del MIBuck la onda cuadrada tiene una amplitud fija de 4 V, siendo su valor mínimo 0 V, 4 V u 8 V.

Razonando de igual forma, si se comparan el diseño de un convertidro Buck y el de un convertidor MIBuck conmutando a la misma frecuencia, el filtro del convertidor MIBuck requiere de menor atenuación a dicha frecuencia de conmutación, lo que a su vez permite acercar la frecuencia de corte del filtro a la de conmutación, permitiendo de este modo la reproducción de envolventes de mayor frecuencia. En todo caso, siempre que se use un convertidor Buck o un convertidor con rectificador de libre circulación basado en un diodo (no en un transistor MOSFET), deben respetarse las condiciones de trabajo relativas al modo de conducción anteriormente descritas.



Figura 2.23: MIBuck con filtro de 4º orden

# 2.5. Filtros de orden superior para convertidores multifase

Con el objeto de mejorar la dinámica del MIBuck se propone realizar una versión multifase del mismo. De este modo se pretenden aplicar las ventajas del convertidor reductor multifase [38] al convertidor MIBuck. Un esquema del Buck multifase se representa en la figura 1.10.

Para aprovechar las ventajas de los filtros de orden superior presentados en la sección 2, primero es necesario explicar cómo generar una red que sintetice la función de transferencia de un filtro pero adaptado a tener dos entradas diferentes, como en el caso de los convertidores multifase. Se realizará con un filtro de 4º orden, aunque puede aplicarse a filtros de cualquier orden.

#### 2.5.1. Transformación de la red de filtrado

Para sintetizar la red de filtrado multifase se partirá de dos filtros diferentes que se aplican sobre cargas iguales de valor el doble que el de la carga original,  $R_L$ . Si los valores de los componentes de estos filtros son los detallados en la tabla 2.12, estos filtros sintetizan la misma función de transferencia que la que genera el filtro de elementes  $L_1, C_2, L_3, C_4$  sobre la carga  $R_L$ . Estos filtros se hallan representados en la figura 2.24.

Tabla 2.12: Transformación del filtro

$$\frac{L_{1m} \quad C_{2m} \quad L_{3m} \quad C_{4m}}{2 \cdot L_1 \quad C_2/2 \quad 2 \cdot L_3 \quad C_4/2}$$



Figura 2.24: Red con dos filtros

Como la función de transferencia de las redes es la misma, ante una entrada  $V_g$  la tensión sobre la carga será la misma, por lo que se pueden conectar al mismo punto, colocando ambas cargas en paralelo. El resultado de esta transformación puede observarse en la figura 2.25. Nótese cómo la red de filtrado está completamente duplicada y aplica la tensión de salida sobre la carga original.



Figura 2.25: Filtro con red duplicada con todos los elementos separados

Dado que toda la red está duplicada y que los valores de los componentes deben ser exactamente iguales, existe un problema con la propia tolerancia de los componentes. Para solventarlo, y aplicando que las tensiones en los condensadores son las mismas ante la misma entrada, es posible reorganizar la red del modo representado en la figura 2.26. Nótese que los valores de todos Filtros de orden superior para convertidores multifase

los componentes del filtro, salvo la primera bobina, son los mismos que en el circuito original con un filtro estándar  $(C_2, L_3 ext{ y } C_4 ext{ en vez de } C_{2m}, L_{3m}, C_{4m})$ .



Figura 2.26: Filtro con red duplicada con solamente las bobinas de entrada diferentes

En este punto lo que se ha conseguido es generar una red con dos bobinas de entrada que sinteticen sobre la carga la misma función de transferencia. En un convertidor multifase la entrada a cada bobina no es exactamente igual. Por tanto se analizará el circuito de la figura 2.27, en el que se muestra esta situación.

Dado que se trata de una red lineal es posible aplicar el teorema de superposición. Por tanto anulando la fuente  $V_{g1}$  se obtiene el circuito de la figura 2.28.

La fuente y las dos bobinas tienen un equivalente Thevenin con una fuente de valor  $V_{g1}/2$  y una impedancia igual a  $L_{1m}/2 = L_1$ . Por tanto, el circuito filtra el contenido armónico de la fuente  $V_{g1}$  con la función de transferencia deseada y se reduce además el valor de la fuente a la mitad. Anulando ahora  $V_{g1}$  y estudiando el circuito desde  $V_{g2}$  obtenemos la misma situación. Por tanto la tensión en la carga será:

$$V_{R_l} = V_{R_{l1}} + V_{R_{l2}} = \frac{1}{2} \left( V_{g1} + V_{g2} \right) \cdot G_{filtro}(s).$$
(2.21)



Figura 2.27: Esquema del filtro con dos entradas



Figura 2.28: Esquema del filtro con dos entradas y una de ellas anulada

Filtros de orden superior para convertidores multifase

No obstante en el caso de un convertidor multifase las señales  $V_{g1}$  y  $V_{g2}$  están relacionadas . En una de ellas se impone una señal PWM, y en la otra la misma señal PWM retardada una fracción del período de conmutación  $T_s$ . En el caso de que se utilicen dos fases el retardo es  $T_s/2$ . La figura 2.29 muestra un esquema del filtro, con esta configuración.



Figura 2.29: Esquema del filtro con las señales que se procesan en el convertidor multifase

Por tanto,  $V_{g2}$  puede expresarse en función de  $V_{g1}$  como sigue:

$$V_{g2}(s) = e^{-\frac{T_s}{2} \cdot s} V_{g1}(s).$$
(2.22)

Sustituyendo la ecuación 2.23 en la ecuación 2.21 se obtiene:

$$G_{multi}(s) = \frac{V_{Rl}}{V_{g1}} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + e^{-\frac{T_s}{2} \cdot s}\right) \cdot G_{filtro}(s), \qquad (2.23)$$

de modo que  $G_{filtro}(s)$  puede ser cualquier función de transferencia de un filtro como los de las tablas 2.1, 2.2 y 2.3. El efecto de la suma de señal directa mas la retardada  $T_s/2$  se manifiesta como un 0 a la frecuencia de conmutación  $f_s = 1/T_s$ . En la figura 2.30 puede verse la respuesta en frecuencia de un filtro de Bessel-Thomson de 4° orden, con frecuencia angular de corte de  $\omega_c = 1 rad/s$ . Como se explicó en la sección 2, la frecuencia angular de conmutación debe situarse de modo que se garantice un buen rechazo de la misma. En este caso se ha optado por colocarla a la frecuencia angular  $\omega_s = 2 rad/s$ . En el caso de emplear un filtro de Bessel-Thomson de 4° orden simple el rechazo a esa frecuencia es de unos 10 dB. Sin embargo en la figura 2.30 puede apreciarse que por efecto del retardo el rechazo es teóricamente infinito. En cuanto a la variación relativa del retardo de grupo,  $\tau_r 0$ , en la figura 2.31 puede verse como por debajo de la pulsación de corte la variación del retardo angular es prácticamente la misma en el filtro de Bessel-Thomson que en su implementación multifase.



Figura 2.30: Diagrama de Bode de magnitud de un filtro de Bessel-Thomson de  $4^{\circ}$  orden con estructura monofase y su comparación con otro multifase

De forma resumida se podría decir que la implementación multifase permite acercar la frecuencia de conmutación a la frecuencia de corte del filtro, maximizando así el ancho de banda reproducible con una frecuencia de conmutación dada. Esta figura de mérito es el cociente  $\omega_s/\omega_{h_max}$  de la sección 2.2.1, cuyo valor mínimo, de acuerdo con el teorema de Nyquist, es 2. Con la estructura multifase es posible aproximarse (e incluso) alcanzar este límite.



Figura 2.31: Variación del retardo de grupo de un filtro de Bessel-Thomson de  $4^{\circ}$  orden con estructura Multifase

### 2.5.2. Convertidor MIBuck Multifase

El proceso descrito en 2.5.1 ha sido aplicado a un convertidor reductor multientrada, consiguiendo así un convertidor reductor multientrada y multifase (Multiphase MIBuck). El esquema de un convertidor de este tipo con dos fases y filtro de 4° orden se muestra en la figura 2.32. El numero de fases puede incrementarse. Para ello es necesario adaptar el valor de la bobina  $L_{1m} = n \cdot L_1$ , donde  $L_1$  es el valor de bobina requerido por la función de transferencia del filtro. Resulta necesario también replicar el número de redes de conmutación y generar las señales de control adecuadas. Esta señal de control es una señal PWM. Cada fase esta gobernada por la misma señal retardada  $i \cdot T_s/n$ , donde n es el número de fases e  $i = 1 \dots (n-1)$ . No obstante el límite de  $\omega_s/\omega_{h_max} = 2$  nunca puede ser superado y ya se puede alcanzar con dos fases, con lo que el aumento de complejidad no redunda en una mejor dinámica.

El cálculo del cociente de frecuencias se hace igual que en el caso del convertidor MIBuck de una sola fase, de acuerdo con la expresión 2.15. No obstante es necesario observar que el valor de la primera bobina se ve multiplicado por el número de fases n. Pese a ello es necesario recordar que cada fase aporta la corriente total entre n, por tanto para garantizar el MCC debe cumplirse:

$$\frac{f_s}{f_c} \ge \frac{\pi}{l_1} \frac{\left(\sqrt{\lambda_{ij}} - 1\right)^2}{\lambda_{ij} - 1} \tag{2.24}$$

Y como en la ecuación 2.15, el peor caso implica que  $f_s/f_c = \pi/l_1$ . Con ello se observa que garantizar el MCC con una sola fase es equivalente a garantizarlo para un multifase. Ahora bien el mayor rechazo del filtro multifase permite aproximar mucho la frecuencia de conmutación,  $f_s$ , a la de corte del filtro.

Es importante destacar que el objetivo de estos filtros es reproducir una forma de onda que está codificada en el ancho de los pulsos de la frecuencia de conmutación. Por ello Nyquist establece un límite inferior a la frecuencia de conmutación  $f_s$ . Esta debe ser al menos dos veces mayor que la máxima frecuencia de la señal a reproducir,  $f_{h\_max}$ .



Figura 2.32: MiBuck Multifase

#### Simulaciones

Para comprobar la validez de los razonamientos empleados para hallar la frontera entre MCC y MCD se ha realizado una simulación de un Buck de una sola fase y de un Buck con dos fases, aunque sus resultados son extrapolables a un MIBuck conmutando entre 0 y el nivel más bajo ( $V_{in3}$  en el caso de haber tres tensiones de entrada). Ambos han sido diseñados para operar con una frecuencia de conmutación tal que  $f_s = \pi/l_1 (1 - d_c) \cdot f_c$ , con un ciclo de trabajo  $d_c = 0, 1$  y con el mismo filtro convenientemente adaptado, Filtros de orden superior para convertidores multifase

en este caso un filtro Bessel con una  $\omega_c = 1 rad/s$ . En esta situación ambos convertidores operan en la frontera entre MCC y MCD. Los resultados de esta simulación pueden verse en la figura 2.33a. En ella se representa la tensión en el nodo de conmutación (etiquetada como Vnode para el caso de una sola fase y VnMulti1 y VnMulti2 para el multifase), la tensión en el primer condensador (Vc y VcMulti), la tensión de salida (Vout y VoutMulti). También se representa la corriente por la bobina de entrada (IL para una sola fase e IL1 e IL2 para el multifase). Resulta fácil apreciar cómo la tensión de salida y la tensión en el primer condensador presenta mucho menor rizado en el multifase. Esto provoca que la corriente por la bobina se parezca más a las rampas clásicas del convertidor Buck con filtro de 2 elementos. Por contra en el caso de una sola fase el rizado es apreciable produciendo una deformación de la corriente por la bobina, especialmente en los valores próximos al cero.

Los mismos elementos se han representado para el caso de operar en MCD. Para ello se ha reducido la frecuencia de conmutación de modo que ahora  $f_s \leq \pi/l_1 (1 - d_c) \cdot f_c$ . Los resultados pueden verse en la figura 2.33b. Resulta claro ver cómo en cuanto la corriente se hace 0 la tensión en el nodo pasa a ser la del condensador intermedio. El rizado de la tensión de salida es muy apreciable en el caso del convertidor de una sola fase, no tanto en el de dos fases. Esta reducción del rizado se debe a la operación en multifase, ya que la frecuencia de corte del filtro es la misma. El retardo entre las tensiones del nodo provoca que los elementos del filtro a partir de las bobinas de entrada trabajen a frecuencia doble que en el caso de una sola fase, y la propia estructura multifase provoca un cero a la frecuencia de conmutación, como se explica en la sección 2.5 y puede verse en la figura 2.30.



Figura 2.33: Comparativa entre MIBuck con una sola fase y 2 fases: (a) en la frontera entre MCC y MCD y (b) en MCD

# 2.6. Resumen del diseño del filtro

En esta sección se establecerá un procedimiento para calcular el filtro necesario para las aplicaciones de ET.

Resumen del diseño del filtro

En el diseño de convertidores CC/CC se suele utilizar el rizado de tensión a la salida. Este es un parámetro más intuitivo que el rechazo del filtro, para valorar la presencia de componentes a la frecuencia de conmutación y de frecuencias superiores en la salida. Nótese que la entrada del filtro es un tren de pulsos de amplitud  $V_{in.i} - V_{in.j}$ . En el caso de que todos los valores de las tensiones de entrada estén equiespaciados, entonces  $V_{in1} - V_{inj} = V_{in3}$ . En esta situación el Desarrollo en Serie de Fourier del tren de pulsos muestra que el primer armónico en el peor caso (ciclo de trabajo 0,5) tiene la amplitud:

$$V_1 = 2\frac{\sin(\pi/2)}{\pi} \cdot V_{in3} = 0,64 \cdot V_{in3}$$
(2.25)

Una vez atravesado el filtro, este primer armónico de los pulsos de conmutación es:

$$V_{1_{filtro}} = 0,64 \cdot V_{in3} \cdot 10^{-r/20}, \qquad (2.26)$$

donde r es el rechazo del filtro a la frecuencia de conmutación.

Para r=40 dB equivale a un valor  $0.64 \cdot 10^{-2} \cdot V_{in3}$ . Este mismo razonamiento se puede aplicar a un convertidor reductor sin mas que utilizar la tensión de entrada  $V_{in}$  en lugar de  $V_{in3}$ .

Con el valor de rechazo del filtro calculado, a partir de las gráficas de la figura 2.20 es posible seleccionar el cociente  $f_s/f_c$  que garantizará que en convertidor opere en MCC y el filtro presente el rechazo deseado. En este momento se hace necesario decidir qué tipo de filtro implementar. De acuerdo con la sección 2.2, resumida en 2.2.3, es necesario distinguir el tipo de señales a reproducir. En el caso de reproducir señales de banda acotada por una frecuencia máxima  $f_{h_max}$  o pulsación  $\omega_{h_max}$ , el filtro que mejor reproduce estas señales es el filtro de Legendre-Papoulis. No obstante, si se pretende tener una respuesta al escalón sin sobreoscilaciones resulta más adecuado el filtro de Bessel-Thomson. Dado que la frecuencia de conmutación  $f_s$  suele estar fijada por el sistema de generación de los pulsos modulados en anchura, a partir de las gráficas de la figura 2.20 se puede elegir la frecuencia de corte del filtro  $f_c$ . El error reproduciendo una forma de onda (definido en la ecuación 2.6) también permitiría elegir el cociente  $f_s/f_c$  a partir de las gráficas de las figuras 2.11 para los filtros de Bessel-Thomson, 2.12 para los de Butterworth y 2.13 para los filtros de Legendre.

En el caso de utilizar un convertidor multifase, el rechazo de la frecuencia de conmutación viene determinado por la propia topología multifase, por lo que se puede seleccionar el mínimo cociente fs/fc que garantiza la operación en MCC. Este cociente, de acuerdo con la tabla 2.11 ronda el valor 2 para todos los filtros de orden superior a 2. Las consideraciones acerca de la respuesta al escalón y fidelidad en la reproducción de formas de onda son iguales que las descritas en la sección 2.2, ya que el efecto de la red multifase se aprecia en el entorno de la frecuencia  $f_s$ , y tiene poca influencia sobre las frecuencias inferiores a la de corte  $f_c$  y superiores a la de conmutación  $f_s$ .

Una vez seleccionado el tipo de filtro, su frecuencia de corte y la carga  $R_L$  sobre la que actuará, a partir de las tablas 2.7, 2.8 y 2.9 y con la ecuación 2.9 se hallan los valores de las bobinas y condensadores que implementan dicho filtro. En caso de recurrir a un filtro multifase será necesario utilizar las ecuaciones de la tabla 2.12 para transformar adecuadamente los elementos del filtro.

Tras estos pasos el filtro ya está completamente diseñado. En la sección 4.2 pueden encontrarse resultados experimentales tanto de un MIBuck con filtro de  $4^{\circ}$  Orden como de un MIBuck con 2 fases y filtro de  $4^{\circ}$  orden.

#### 2.6.1. Ejemplos

Para clarificar el proceso a seguir a la hora de diseñar el filtro de salida de un convertidor CC/CC como los detallados en este trabajo, se procederá a realizar tres ejemplos. En el primero se supondrá una señal de banda limitada, en el segundo se atenderá a un diseño basado en el *slew-rate* y en el tercero se discutirá el diseño del multifase.

En ambos casos se supondrá que la frecuencia de conmutación del convertidor es fija. Esto casa con la realidad ya que ésta depende del diseño del modulador de ancho de pulso. La tarea de diseñar moduladores de ancho de pulso digitales de gran resolución y alta frecuencia es compleja y queda fuera del alcance de esta tesis. Por tanto en estos ejemplos se supondrá que la frecuencia de conmutación es de 4 MHz.

Para simplificar se utilizará un MIBuck de tres niveles y una sola fase. Todos los niveles de tensión están equiespaciados con una separación entre ellos de 4 V y la tensión máxima será pues 12 V. La carga sobre la que actuará presenta un valor de 1  $\Omega$ .

#### Ejemplo de diseño basado en la máxima frecuencia a reproducir

Supóngase que se pretende reproducir una forma de onda cuyo armónico significativo superior presenta una frecuencia de  $f_{h\_max} = 1 MHz$ . El máximo valor admitido de la tensión de salida a la frecuencia de conmutación de 4 MHz es  $V_{f_s} = 30 mV$ . La tensión de entrada  $V_{in3} = 4 V$ . Reordenando términos en la ecuación 2.26 se obtiene un rechazo de :

Resumen del diseño del filtro

$$r = -20 \cdot \log\left(\frac{V_{f_s}}{(0.64 \cdot V_{in3})}\right) = 38.6 \ dB \approx 40 \ dB, \tag{2.27}$$

con este valor de rechazo, y utilizando las gráficas de las figuras 2.11c, 2.12c y 2.13c se determina qué filtro introduce un menor error a la frecuencia del último armónico a reproducir. En este caso con  $f_{h\_max} = 1 \ MHz$ y  $f_s = 4 \ MHz$  el cociente  $\omega_s/\omega_{h\_max} = 4$ . De acuerdo con la figura 2.34 y asumiendo un error máximo del 10 % se debe elegir un filtro de Legendre-Papoulis de 4° orden.

La elección de la frecuencia de corte del filtro debe garantizar la operación en MCC del convertidor y el rechazo adecuado de la frecuencia de conmutación. Para obtener el cociente entre  $\omega_s/\omega_c$  se recurre a la figura 2.35. En ella puede verse que para una atenuación de 40 dB y un filtro de 4° orden el cociente  $\omega_s/\omega_c = 2,6$  y por tanto la frecuencia de corte del filtro debe ser 1,53 MHz.

Finalmente, una vez elegido el tipo de filtro y su frecuencia de corte se procede a calcular sus elementos a partir de la tabla 2.9 y la ecuación 2.9, para la normalización de los filtros, que se reproduce aquí para facilitar la lectura del presente documento.

$$L_x = \frac{l_x R_L}{2\pi f_c} , C_x = \frac{c_x}{2\pi f_c R_L}, \qquad (2.28)$$

Los valores finales de las bobinas y condensadores del ejemplo se encuentran en la tabla 2.13.

Tabla 2.13: Elementos del filtro

$$\begin{array}{c|cccc} L_1(\mu H) & C_2(\mu F) & L_3(nH) & C_4(nF) \\ \hline 1,053 & 1,086 & 934,1 & 418,2 \end{array}$$



Figura 2.34: Error para una atenuación de 40 dB con los filtros de: (a) Bessel-Thomson, (b) Butterworth y (c) Legendre-Papoulis.



Figura 2.35: Elección de la frecuencia de corte del filtro de Legendre-Papoulis para garantizar un rechazo de 40 dB y MCC del convertidor

Resumen del diseño del filtro

#### Ejemplo de diseño basado en el slew-rate

Si en lugar de atender al criterio de error en el armónico de mayor frecuencia se atiende al criterio del *slew-rate* obtenido, el procedimiento cambia ligeramente. Como en el caso anterior se supondrá la frecuencia de conmutación fija en 4 MHz, y se admitirá que la componente de la frecuencia de conmutación a la salida no superará los 30 mV cuando se usa un MIBuck de 3 tensiones equidistantes, siendo la tensión más alta 12 V. Esto implica que el rechazo del filtro debe ser, al menos, 40 dB.

Estudiando la comparativa entre las respuestas al escalón de los diferentes filtros, representadas en las figuras 2.14 y 2.15, se aprecia cómo el filtro de Bessel-Thomson no presenta una sobreoscilación apreciable, aunque su *slew-rate* es menor. Por ello se seleccionará este tipo de filtro en el caso de modulaciones cuya envolvente sufra variaciones muy bruscas. Utilizando la figura 2.36 es posible seleccionar el cociente  $\omega_s/\omega_c$  que garantice 40 dB de rechazo a la frecuencia de conmutación y la operación en MCC si se admite el uso de un filtro de quinto orden.



Figura 2.36: Elección de la frecuencia de corte del filtro de Bessel-Thomson para garantizar un rechazo de 40 dB y MCC del convertidor

Utilizando el dato del cociente  $\omega_s/\omega_c$  para una atenuación de 40 dB es posible reescribir la ecuación 2.8 en función de la frecuencia de conmutación del convertidor,  $f_s$ , del siguiente modo:

$$slw_{0,5} = nslw_{0,5} \cdot (2\pi) \cdot f_s \cdot \frac{\omega_c}{\omega_s} \cdot V_{step}.$$

$$(2.29)$$

Asumiendo que  $f_s = 4 MHz$  y  $V_{step} = 12 V$ . <sup>11</sup> Los valores del *slew-rate* normalizado para los filtros de Bessel-Thomson pueden encontrarse en la

<sup>&</sup>lt;sup>11</sup>Esta es una de las ventajas del MIBuck, el mayor salto que es posible dar corresponde al nivel más alto, no a la diferencia entre las tensiones entre las que se conmuta, como en el Buck.

tabla 2.4. Con estos datos es posible calcular el *slew-rate* correspondiente a cada orden del filtro, estos resultados se hallan recogidos en la tabla 2.14.

Tabla 2.14: Slew-rates obtenidos con filtro de Bessel-Thomson

Orden Filtro	$nslw_{0,5}$	$(\omega_s/\omega_c)_{40}$	$Slew - rate (V/\mu s)$
6	$0,\!447$	$^{3,5}$	38
5	$0,\!444$	4	33
4	$0,\!444$	4,75	28

Es posible observar que el filtro de 5° orden ofrece un buen compromiso entre la complejidad y el *slew-rate* obtenido. Teniendo en cuenta que el parámetro ( $\omega_s/omega_c$ ) para obtener 40 dB de rechazo es igual a 4, la frecuencia de corte del filtro debe ser de 1 *MHz*. A partir de la tabla 2.7 y de la ecuación 2.28 se calculan los elementos del filtro.El resultado final de este cálculo se recoge en la tabla 2.15.

Tabla 2.15: Elementos del filtro

$$\begin{array}{cccc} L_1(\mu H) & C_2(\mu F) & L_3(nH) & C_4(nF) & L_5(nH) \\ \hline 1,512 & 1,023 & 753,2 & 472,9 & 161,9 \end{array}$$

#### Adaptación de los ejemplos anteriores para multifases

Cualquiera de los dos criterios anteriormente explicados, el error en el armónico de mayor frecuencia o el *slew-rate*, pueden ser aplicados para el diseño del filtro de un convertidor multifase. La única consideración a hacer es que el rechazo de la frecuencia de conmutación viene determinado por la propia operación multifase. Por tanto la selección del filtro obedecerá únicamente al criterio de garantizar el MCC del convertidor. Como se explicó en la sección 2.5.1 la frontera entre MCC y MCD es la misma en los multifase que en los monofases. Los menores valores de  $\omega_s/\omega_c$  que garantizan el MCC del convertidor ronda el 2. Este valor implica que la frecuencia de conmutación es 2 veces superior a la de corte del filtro. Los valores de  $\omega_s/\omega_c$  que garantizan el funcionamiento en MCC pueden encontrase en la tabla 2.11, que por facilidad para el lector se reproduce en la tabla 2.16, incluyendo solamente los valores de mayor interés.

Tomando como límite<sup>12</sup>  $\omega_s/\omega_c = 2$  se puede fijar la frecuencia de corte del filtro a 2*MHz*. A partir de las tablas 2.7, 2.8 y 2.9 se seleccionan los valores

<sup>&</sup>lt;sup>12</sup>El límite  $\omega_s/\omega_c \approx 2$  corresponde a situaciones en las que ciclo de trabajo tiende a 0.

Tabla 2.16: Valores de  $\pi/l_1 = f_s/f_c$  para los diferentes filtros estudiados

Orden	Bessel-Thomson	Butterworth	Legendre-Papoulis
$3^{\mathrm{o}}$	2,14746	2,0944	$1,\!9747$
$4^{\mathrm{o}}$	2,0929	2,0524	1,9489
$5^{\mathrm{o}}$	2,0771	2,0333	1,9189
$6^{\rm o}$	2,0770	2,0230	1,9217

de los componentes para una frecuencia de corte de 1 rad/s y una carga de 1 $\Omega$ . Posteriormente, utilizando la ecuación 2.28 se calculan los elementos del filtro. Es necesario recordar que al tratarse de un multifase es necesario tener en cuenta las transformaciones de los elementos no compartidos recogidas en la tabla 2.12. El resultado final, para un filtro de Bessel-Thomson de 4° orden con frecuencia de corte 2 MHz, se muestra en la tabla 2.17.

Tabla 2.17: Elementos del filtro

$$\begin{array}{c|cccc} L_{1m}(\mu H) & C_2(nF) & L_3(nH) & C_4(nF) \\ \hline 1,501 & 489,1 & 306,4 & 105,7 \end{array}$$

Con ciclos de trabajos muy pequeños, pero mayores que cero, se podria trabajar en MCC con  $\omega_s/\omega_c$  ligeramente inferiores a los mostrados en la tabla 2.16. Por ello se admite en esta sección el uso de  $\omega_s/\omega_c = 2$ 

Capítulo 2: Optimización del Filtro de Salida

# Capítulo 3

# **Ayudas Lineales**

Una forma muy extendida, en el contexto de los amplificadores de envolvente de aumentar el ancho de banda de un convertidor CC/CC es combinarlo con una etapa lineal. Un resumen de las técnicas más utilizadas puede encontrarse en la sección 1.3.2. En este capítulo se presenta una forma de combinar el MIBuck con un amplificador lineal. Esta conexión se realiza en paralelo, pero como novedad el control es diferente a los propuestos por [31] y [32].

## 3.1. Idea principal

La idea principal que subyace bajo la combinación en paralelo de una etapa conmutada con una etapa lineal es que la etapa lineal aporte la energía cuando la dinámica de la etapa conmutada no permita reproducir la envolvente. Cuanto más capaz sea la etapa conmutada de reproducir envolventes con mayor contenido armónico mejor será el rendimiento del conjunto. Este comportamiento puede forzarse haciendo que ambas etapas procesen señales distintas como [31], o obtenerse controlando la etapa conmutada de acuerdo con la corriente que aporta el lineal, minimizando esta última, como en [32]. En esta tesis se pretende combinar el convertidor MIBuck con una etapa lineal. Debido a la propia estructura del MIBuck, con múltiples niveles de tensión, se hace difícil aplicar la técnica de [32] a esta topología. En su lugar se propone una nueva técnica. En ésta se introduce un bloque llamado combinador que realiza el reparto de carga entre la etapa conmutada y la lineal basándose en la diferencia de tensión entre ambas. En este esquema, tanto la fuente conmutada como la lineal tratan de reproducir la misma envolvente. Como la dinámica de la conmutada es más lenta su tensión a la salida no seguirá la envolvente con precisión. En este punto se asume que la etapa lineal sí puede reproducirla. Por ello, la diferencia de tensión entre la etapa lineal y la conmutada puede ser considerada el error en la reproducción. El combinador sensa este error y hace trabajar a la etapa lineal para que lo minimice. Cuanto menor sea el error, es decir cuanto más capaz sea la etapa conmutada de reproducir la envolvente, menos trabajará la etapa lineal y mejor será el rendimiento.

En la figura 3.1 se muestra el esquema del sistema con la etapa conmutada, la etapa lineal y el combinador.



Figura 3.1: Esquema de la combinación de etapas lineales y conmutadas

#### 3.1.1. Principio de operación

Para explicar el funcionamiento de la arquitectura propuesta se recurre a la figura 3.2, que representa el equivalente de la etapa commutada y de la etapa lineal. El objetivo es que ambas etapas, conmutada y lineal, generen sobre la carga la misma tensión. Si embargo, debido al filtro paso-bajo de la etapa commutada ésta tendrá una limitación tanto de ancho de banda como de *slew-rate*. En la figura 3.2 se halla representada la versión más simple de este filtro <sup>1</sup>, formada solamente por la bobina L del MIBuck y el condensador de desacoplo del RF PA  $C_D$ . El RF PA es un amplificador de Radio Frecuencia de Potencia. En este contexto actúa como carga del convertidor CC/CC, por lo que en muchas representaciones, como en la figura 3.1, se representa por una resistencia R.

90

 $<sup>^1\</sup>mathrm{Este}$ filtro puede optimizarse usando los filtros de la sección 2 sin que cambie el funcionamiento descrito en esta sección



Figura 3.2: Equivalente de la combinación de las etapas lineales y conmutadas

Debido a su limitación en ancho de banda, la referencia de la etapa conmutada será una versión limitada de la referencia general, de modo que la etapa conmutada pueda reproducirla sin problemas conocida la frecuencia de corte del filtro es  $f_{corte_M}$ . Por ello se puede decir que la tensión que genera la etapa commutada tiene una componente armónica de frecuencia máxima,  $f_{ref_{M_{max}}}$ . El MIBuck reproduce esta forma de onda a base de codificarla en pulsos de frecuencia  $f_{SW}$ , modulados por la referencia en ancho de pulso. Estos impulsos, de valor medio  $\langle V_M \rangle_{T_{sw}}$ , aplicados al terminal izquierdo de la bobina L, provocan que la corriente de salida de la etapa conmutada haga aparecer sobre la carga una tensión cuya valor medio coincide con la tensión de referencia amplificada. Esta situación puede verse representada en la figura 3.3a. Se entiende que la etapa commutada con ciclo de trabajo 100 % y conmutando con el nivel de tensión mas alto tiene una ganancia:

$$G_{conmutada} = \frac{V_{in1}}{V_{ref_{max}}},\tag{3.1}$$

siendo  $V_{ref_{max}}$  la máxima tensión de referencia.

Por otro lado, la etapa lineal tiene un ancho de banda tal que se reproduce la referencia con la misma ganancia, sin ninguna limitación en cuanto a contenido armónico. De este modo pueden distinguirse dos situaciones. La primera de ellas, descrita en al figura 3.3b, es que se trate de reproducir una forma de onda que puede ser generada por la etapa conmutada. En este



Figura 3.3: (a) Tensión en el nodo de conmutación  $V_M$  (b) Situación en que la tensión en el lineal es igual que en el conmutado (c) Situación en que la tensión en el lineal no es igual que en el conmutado

caso la tensión de salida de la etapa lineal es la misma que la de la etapa conmutada  $\langle V_M \rangle_{T_{sw}}$ . En esta situación la etapa lineal no procesa ninguna potencia, ya que no existe ninguna diferencia de tensión entre ambas que pueda polarizar los diodos del combinador. El rendimiento del sistema será fundamentalmente el de la etapa conmutada. La figura 3.3c representa la otra situación posible, en que la tensión  $\langle V_M \rangle_{T_{sw}}$  y la del lineal difieren. En este caso uno de los diodos del combinador se polarizará directamente, permitiendo a la etapa lineal absorber o aportar corriente hasta que la tensión de codo de los diodos  $V_{\gamma}$ . En este caso la etapa lineal procesa potencia y por tanto aparecerá una merma en el rendimiento. En todas las situaciones, la tensión en la carga es :

$$V_{RFPA} = \begin{cases} < V_M >_{T_{sw}} & \text{si } I_{Lin} = 0, \\ V_{Lin} - V_{\gamma} & \text{si } I_{Lin} > 0, \\ V_{Lin} + V_{\gamma} & \text{si } I_{Lin} < 0 \end{cases}$$
(3.2)

Para explicar mejor el funcionamiento se recurre a utilizar como referencia un pulso de tensión. La tensión de salida ante esta entrada puede verse en la figura 3.4a. En la figura 3.4b puede verse la corriente que inyectan tanto la etapa conmutada como la lineal. Ante un pulso, la corriente por la etapa conmutada no puede seguir las rápidas transiciones de dicho pulso, por lo que uno de los diodos se polarizará, permitiendo a la etapa lineal inyectar la corriente necesaria para ajustar la tensión en la carga. En la figura 3.4a puede apreciarse cómo la tensión en la carga difiere en  $V_{\gamma}$  de la del pulso



Figura 3.4: (a) Tensión a la salida ante un pulso (b) Corrientes por el conmutado y por el lineal

en los instantes en que el lineal procesa potencia. A medida que la corriente por el conmutado aumenta, la del lineal disminuye. En cuanto esta se hace 0, los diodos del combinador quedan inversamente polarizados y la tensión en la carga pasa a ser la que impone la etapa conmutada De esta manera la potencia queda repartida entre las dos etapas, minimizando el trabajo de la etapa lineal que o bien aporta o bien absorbe la potencia necesaria para tener en la salida la tensión deseada.

#### Descripción del proceso para reproducir un pulso

Para clarificar este funcionamiento se hará una descripción paso a paso de la operación con el pulso a la entrada. Para ello se recurrirá a los modelos simplificados representados en la figura 3.5. El primero de ellos (figura 3.5a) es un modelo circuital que incluye la conmutación. Se corresponde con que la etapa conmutada sea un Buck o bien el MIBuck conmutando con la tensión más baja. El segundo (figura 3.5b) es un modelo promediado a la frecuencia de conmutación del representado en la figura 3.5a. En ambos se asume que la tensión que coloca el lineal a su salida,  $V_{obj}$ , es el valor deseado de la tensión en la carga y coincide con el valor medio de la tensión en el terminal izquierdo de la bobina, es decir  $D \cdot V_{in}$ , donde D es el ciclo de trabajo del convertidor.



Figura 3.5: (a) Equivalente incluyendo la conmutación (b) Equivalente promediado

El papel del combinador se ve representado por los circuitos equivalentes mostrados en la figura 3.6. El circuito de la figura 3.6a representa la situación cuando la etapa lineal aporta corriente a la carga, siendo  $V_{\gamma}$  es la tensión de codo de los diodos del combinador. En el caso de que la etapa lineal absorba corriente, la situación se representa en la figura 3.6b. Si el lineal se desconecta, es decir la tensión en la carga no difiere de la del lineal en  $\pm V_{\gamma}$ , la situación se representa mediante el equivalente de la figura 3.6c.

La respuesta ante un pulso entre la tensión  $V_{obj_L}$  y  $V_{obj_H}$  puede verse simulada en la figura 3.7. En ella se representan tanto la corriente  $I_L$  en la parte superior como la tensión  $V_R$  en la parte inferior. Se ha representado tanto el resultado de la simulación del modelo conmutado de la figura 3.5a como el modelo promediado de la figura 3.5b. Los parámetros de la simulación son  $f_s = 4 MHz$ ,  $V_{\gamma} = 0.3 V$ ,  $L = 0.5 \mu H$ ,  $R = 6 \Omega$ ,  $V_{obj_H} = 2.4 V$ ,  $V_{obj_L} = 1.2 V$  y  $V_{in} = 4 V$ . Atendiendo a las transiciones al inicio y al final del pulso se procede a explicar con detalle el funcionamiento del sistema.

En la figura 3.8 se muestra el inicio del pulso. Sobre el gráfico de la corriente se hallan representadas con números los 3 estados en que se divide



Figura 3.6: (a) Equivalente con lineal aportando corriente (b) Equivalente con lineal absorbiendo (c) Equivalente con lineal desconectado

#### el proceso:

1. En esta situación la dinámica de la etapa conmutada, más lenta, hace que sea el lineal el que aporte la corriente que fije la tensión en la carga. El circuito equivalente que se aplica es el de la figura 3.6a. En esta situación la tensión  $V_R$  será:

$$V_R = V_{obj_H} - V_{\gamma}, \tag{3.3}$$

y como la tensión media en el extremo izquierdo de la bobina es  $V_{obj_H}$ , la bobina se carga con una tensión constante  $V_{\gamma}$ . Por tanto, la corriente por la bobina es:

$$I_L = \frac{V_{obj_L}}{R} + \frac{1}{L} V_{\gamma} \cdot (t - T_{ini}), \qquad (3.4)$$

donde L es el valor de la inductancia y  $T_{ini}$  el instante en el que comienza el pulso. En ese instante inicial la bobina conduce una corriente  $V_{obj_L}/R$ . La situación definida por (3.4) dura hasta el instante



Figura 3.7: Simulación de la respuesta ante un escalón en el ciclo de trabajo

en que la corriente por la bobina alcanza el valor  $I_L = (V_{obj} - V_{\gamma}) / R$ . Ese instante tiene el valor  $T_{finLineal}$ , que responde a la expresión:

$$T_{finLineal} = \frac{L}{R} \left( \frac{(V_{obj_H} - V_{\gamma} - V_{obj_L})}{V_{\gamma}} \right) + T_{ini}.$$
 (3.5)

En este momento el lineal se desconecta y comienza la segunda fase de la transición.

2. En esta segunda fase el lineal se halla desconectado, por lo que se aplica el circuito equivalente de la figura 3.6c. La corriente por la bobina responde a la expresión exponencial típica de la respuesta de un circuito RL:

$$I_L = \frac{(V_{obj_H} - V_{\gamma})}{R} + \frac{V_{\gamma}}{R} \left( 1 - e^{\frac{t - T_{finLineal}}{\tau}} \right), \qquad (3.6)$$

siendo  $\tau = L/R$ . Se considera que esta fase acaba en  $5\tau$ , en donde se entra en el régimen permanente en el que la bobina conduce la corriente media  $I_L = V_{obj_H}/R$  y la tensión en la carga cumple  $V_R = V_{obj_H}$ . Este es el estado indicado como estado 3 en la figura 3.8.

En el flanco de bajada la situación es análoga, distinguiéndose los siguientes estados:



Figura 3.8: Detalle del inicio del pulso

1. En el flanco de bajada la bobina conduce una corriente  $V_{obj_H}/R$ , lo que provoca que la tensión en la carga sea mayor que  $V_{obj_L}$ . Por tanto el lineal absorbe el exceso de corriente. El circuito que se aplica entonces es el de la figura 3.6b. En esta situación la tensión  $V_R$  será:

$$V_R = V_{obj_L} + V_{\gamma}, \tag{3.7}$$

y como la tensión media en el extremo izquierdo de la bobina es  $V_{objL}$ , la bobina se descarga carga con una tensión constante  $-V_{\gamma}$ . Por tanto, la corriente por la bobina es:

$$I_L = \frac{V_{obj_H}}{R} - \frac{1}{L} V_{\gamma} \cdot \left(t - T_{fin}\right), \qquad (3.8)$$

donde L es el valor de la inductancia y  $T_{fin}$  el instante en el que finaliza el pulso. Esta situación dura hasta el instante en el que la corriente por la bobina vale  $I_L = (V_{obj_L} + V_{\gamma})/R$ . Ese instante tiene el valor  $T_{finLineal2}$ , que responde a la expresión:

$$T_{finLineal2} = \frac{L}{R} \cdot \frac{1}{V_{\gamma}} \cdot (V_{obj_H} - V_{obj_L} - V_{\gamma}) + T_{fin}.$$
(3.9)

En este momento el lineal se desconecta y comienza la segunda fase de la transición.

2. En esta segunda fase el lineal se halla desconectado, por lo que se aplica el circuito equivalente de la figura 3.6c. La corriente por la bobina queda determinada por la expresión:



Figura 3.9: Detalle del fin del pulso

$$I_L = \frac{(V_{obj_L} + V_{\gamma})}{R} - \frac{V_{\gamma}}{R} \left(1 - e^{\frac{t - T_{finLineal2}}{\tau}}\right), \quad (3.10)$$

siendo  $\tau = L/R$ . Se considera que esta fase acaba en 5 *cdottau*, en donde se entra en el régimen permanente en que la bobina deja de conducir corriente y la tensión es  $V_{obj_L}$ . Este es el estado marcado en la figura 3.9 como estado 3.

La corriente que procesa la etapa lineal se halla representada en la figura 3.10. Puede verse como al inicio del pulso el lineal aporta la corriente y como esta disminuye linealmente hasta extinguirse. En el flanco de bajada el lineal absorbe el exceso de corriente.



Figura 3.10: Corrientes por el lineal ante el pulso

#### 3.1.2. Combinación usando convertidores con filtros de Orden superior

Para aprovechar las mejoras en cuanto ancho de banda obtenidas con la aplicación de filtros de orden superior a las etapas conmutadas, descritas en el capítulo 2, se han aplicado estos filtros al sistema de combinación de una etapa lineal y un convertidor conmutado aquí propuesto. El orden del filtro debe ser impar, de modo que el filtro termine en una bobina que garantice el comportamiento como fuente de corriente de la etapa conmutada. El comportamiento del sistema con un filtro de orden superior es en esencia el mismo que con una sola bobina. El filtro hace que la tensión media en un período de conmutación coincida con la de salida de la etapa lineal. Si ésta difiere, el combinador pasa a fijar la tensión de salida aportando o absorbiendo la corriente necesaria. En la figura 3.11 puede verse el esquema de este planteamiento.

#### Reproducción de pulsos con filtros de orden superior

Para comprobar la validez de la utilización de filtros de orden superior en la combinaciones lineales, y comparar su funcionamiento con la versión con una sola bobina, se ha recurrido a realizar la misma simulación que en la sección 3.1.1. Inicialmente se ha empleado un filtro de Bessel-Thomson de  $5^{\circ}$  orden, con una frecuencia de corte  $f_c = 1 MHz$ , y adaptado a una carga de 6  $\Omega$ .



Figura 3.11: Esquema de la combinación de etapas lineales y conmutadas con filtro de orden superior

Ahora en las transiciones en las que la etapa conmutada fije la tensión la situación es bien diferente. La figura 3.12 servirá para explicarlo. En ella se muestran los equivalentes promediados, cuando el lineal aporta corriente (figura 3.12a), la absorbe (figura 3.12b) y está desconectado (figura 3.12c). La figura 3.12d muestra el circuito equivalente para estudiar la evolución de las magnitudes eléctricas en los elementos reactivos del filtro. Como en el caso de una sola bobina, la tensión de codo del diodo,  $V_{\gamma}$ , determina la evolución de la tensión en los condensadores y de la corriente por las bobinas del filtro. Pero en lugar de ser una carga lineal, ésta se produce de acuerdo a la evolución del circuito resonante representado. Los valores de bobinas y condensadores se eligen de acuerdo a la familia de filtro elegida, carga, frecuencia de corte y demás parámetros explicados en la sección 2. No obstante el circuito a analizar difiere mucho del de un filtro en escalera, tal como se aprecia en la figura 3.12d. Por tanto la evolución de tensiones y corrientes en los mismos no tiene nada que ver con la asociada a las funciones de transferencia de los filtros estudiados en la sección 2.

En la figura 3.13 puede verse la tensión sobre la carga. Se ha empleado el modelo promediado representado en la figura 3.12 y por comparación una simulación a la frecuencia de conmutación. Como puede observarse en la figura 3.13 el tiempo transcurrido hasta que la etapa conmutada se desconecta es menor. No obstante, la tensión de salida durante el periodo de transición cambia más. Un detalle de esta misma figura puede verse en la figura 3.14. El instante en el que la etapa lineal se desconecta se detalla so-



Figura 3.12: (a) Equivalente con Lineal aportando corriente (b) Equivalente con lineal absorbiendo (c) Equivalente con lineal desconectado (d) Simplificación del circuito 3.12b para calcular la excitación de los elementos del filtro

bre ella. En la figura 3.14 se aprecia claramente cómo el rizado de la tensión de salida es mucho menor, debido al mayor rechazo de la frecuencia de conmutación del filtro. La situación al final del pulso se encuentra en la sección 3.15.

La razón por la que la tensión de salida cambia durante el tiempo en el que la etapa lineal debería estar fijando la tensión se debe a las fuertes variaciones que sufre la corriente. Esta corriente provoca cambios en la tensión de salida que hacen que el combinador se desconecte y se conecte sucesivamente. Las figura 3.14 y 3.15 muestran también la corrientes por la bobina de entrada. Durante las transiciones se pueden ver las oscilaciones debidas a la respuesta del circuito de la figura 3.12d. En régimen permanente puede verse cómo el rizado de corriente es mucho mayor, ya que la bobina  $L_1$  es mucho menor que L. El valor de  $L_1$  viene determinado por el diseño del filtro, de acuerdo a lo explicado en la sección 2.6.



Figura 3.13: Tensión de salida en la combinación lineal con filtro de 5º Orden y corriente por la bobina  $L_1$ 



Figura 3.14: Detalle del inicio del pulso

Para valorar la potencia procesada por el lineal puede recurrirse a analizar la figura 3.16. En ella se muestra la corriente que procesa la etapa lineal al comienzo del pulso. Calculando el valor medio de la corriente en la simulación los resultados muestran que la corriente media es ligeramente inferior


Figura 3.15: Detalle del inicio del pulso

con el filtro de orden 5°. Esto implicaría que el rendimiento de la combinación al usar un filtro de 5° orden es algo mejor que el que presenta la combinación con una sola bobina, ya que la etapa lineal tendría que aportar algo menos de potencia. Así mismo, una vez desconectada la etapa lineal, la tensión de salida con el filtro de 5° orden presenta mucho menos rizado de comutación que la que emplea solo una bobina. En las aplicaciones de comunicaciones a las que va aplicado, la disminución del rizado facilita el cumplimiento de los diferentes estándares en cuanto a interferencia con otros canales<sup>2</sup>.

No obstante la principal ventaja de usar un filtro de  $5^{\circ}$  orden está en el mayor ancho de banda que es capaz de procesar la etapa conmutada. Al ser capaz de reproducir formas de onda con un mayor contenido espectral es de esperar que la etapa lineal tenga que realizar menos correcciones y por tanto el rendimiento global sea mejor, pese a que el rendimiento durante el transitorio debido al pulso sea muy similar.

Una vez estudiado el funcionamiento de la combinación lineal con filtros de orden superior surge la pregunta acerca de qué especie de filtro resulta más adecuada para implementar la combinación con una etapa lineal. Para dilucidarlo se ha simulado el mismo escalón utilizando un filtro de Bessel-

 $<sup>^{2}</sup>$ Las exigencias dependen del estándar y de la frecuencia de conmutación. Los efectos del rizado podrían aparecer como una merma en el $ACPR-Adjacent\ Channel\ Power\ Ratio$ o como emisiones fuera de banda  $OOBE-Out\ Of\ Band\ Emissions$ 



Figura 3.16: Corrientes por la etapa lineal al inicio del pulso

Thomson, uno de Butterworth y otro de Legendre-Papoulis. En este caso se han empleado solamente los modelos promediados. Como pudo verse, por ejemplo en la figura 3.14, la evolución del modelo promediado es análoga a la del modelo conmutado.

En la figura 3.17 puede verse la tensión que aparece en la carga al emplear diferentes filtros. Sólo se ha representado la transición al inicio del pulso. Como puede verse todos los filtros presentan una respuesta oscilatoria acusada, siendo esta de mayor duración con los filtros de Legendre-Papoulis y Butterworth que con el filtro de Bessel-Thomson. Este mismo efecto puede verse en la figura 3.18, donde se muestran las corrientes por la primera bobina del filtro,  $L_1$ , y por la última  $L_5$ . Resulta interesante cómo una vez finalizado el transitorio la corriente es la misma por ambas.

Para decidir qué filtro responde mejor se valorará la corriente aportada por el lineal durante la transición. Ésta se halla representada en la figura 3.19. Puede verse claramente cómo la duración del transitorio con el filtro de Legendre-Papoulis es claramente mayor que con el filtro de Butterworth y cómo el menor es claramente el transitorio asociado al filtro de Bessel-Thomson. Por tanto la corriente media que aporta el lineal durante la transición es menor con el filtro de Bessel-Thomson que con los otros, por lo que el lineal procesa menos potencia y por tanto el rendimiento será mejor con el filtro de Bessel-Thomson. Que las oscilaciones duren menos con el filtro de Bessel-Thomson parece intuitivo ya que, como pudo verse en la sección



Figura 3.17: Simulación de la tensión de salida con diferentes filtros

2.2.2, la respuesta al escalón de este tipo de filtros no es oscilatoria, mientras que la de los filtros de Legendre-Papoulis y Butterworth sí lo son. La adición de la etapa lineal provoca oscilaciones en un sistema que de natural no las tiene. Por tanto parece lógico suponer que causará el mismo efecto, acentuado, en sistemas que de natural presentan una respuesta oscilatoria.



Figura 3.18: Simulación de las corrientes por las bobinas  $L_1 \ge L_5$  con diferentes filtros



Figura 3.19: Corrientes por la etapa lineal con diferentes filtros

## 3.2. Descripción del sistema

En esta sección puede verse una pequeña descripción de cada una de las partes que componen el sistema. Los detalles del mismo y los resultados experimentales con esta estructura pueden encontrarse en 4.4.

#### 3.2.1. Etapa conmutada

La etapa conmutada es un convertidor MIBuck. Es necesario que su filtro de salida acabe en una bobina para que su salida se comporte como una fuente de corriente. En una primera versión se utilizará como filtro de salida una bobina adaptada a garantizar el modo de conducción continuo del convertidor, de acuerdo con lo expresado en [18] y que puede verse en la sección 2.4.1. Con esta configuración la etapa conmutada introduce una corriente en la carga proporcional al ciclo de trabajo y al nivel que conmuta.

En una evolución posterior el filtro de salida se optimiza de acuerdo al desarrollo de 2.6. Para seguir manteniendo el comportamiento de la etapa conmutada como fuente de corriente es necesario utilizar un filtro de orden impar. En la figura 3.11 puede verse el esquema de la combinación con un filtro de quinto orden. El esquema de control no aparece pero es el mismo que el de la figura 3.1.

#### 3.2.2. Etapa Lineal

La etapa lineal (representada en la figura 3.20) en este trabajo está construida en torno a amplificadores operacionales. Es necesario que éstos tengan un ancho de banda suficiente para reproducir la envolvente. El otro requisito importante es que sean capaces de procesar una potencia apreciable, ya que deben poder alimentar el RF PA y, más concretamente, que sean capaces de trabajar con tensiones en torno a los 30 V, la cual es una tensión de operación típica para muchos RF PA. Estos dos requerimientos limitan bastante la oferta de amplificadores operacionales disponibles. La mayoría de operacionales que pueden trabajar en estas condiciones son operacionales realimentados en corriente. En este tipo de operacionales el ancho de banda se ve afectado por el valor de las resistencias que configuran la ganancia. El mejor ancho de banda se obtiene configurándolos como amplificador inversor.

La limitación de ganancias disponibles hace que sea necesario una estructura de al menos dos operacionales en cascada. El primero de ellos da la ganancia de tensión requerida, mientras que el segundo da la ganancia de corriente. Si la tensión de salida ronda los 30 V el segundo operacional proporciona ganancias de tensión y corriente, repartiendo la ganancia de tensión requerida entre ambos. Como el primer amplificador casi no procesa potencia puede elegirse un amplificador operacional realimentado en tensión, con lo que las limitaciones de ganancia son mucho menos estrictas que en el caso de los realimentados en corriente. La ganancia debe configurarse de modo que sea la misma que la de la etapa conmutada, va que el objetivo es que ante la misma referencia las dos etapas traten de generar la misma tensión. Esta configuración se logra con las resistencias  $R_{q1}$ ,  $R_{f1}$ ,  $R_{q2}$  y  $R_{f2}$ . Aprovechando que las envolventes son estrictamente positivas, es posible alimentar asimétricamente los operacionales. No obstante, éstos están diseñados para alimentarse de manera simétrica, por lo que de no hacerlo así puede degradarse su funcionamiento. Por tanto y con objeto de optimizar el rendimento solamente se alimenta de manera asimétrica el segundo de ellos (La tensión  $V_{Lin+}$  es diferente de  $V_{Lin-}$ , mientras que  $V_{Sig+} = -V_{Sig-}$ ). De este modo se consigue por un lado optimizar el rendimiento de la etapa lineal en caso de tenga que absorber el exceso de corriente de la etapa conmutada y por otro aumentar la tension que el operacional puede aportar, ya que ésta está limitada por la tensión de alimentación. Suponiendo que el operacional esté pensado para alimentarse a  $\pm 15V$ , se podría alimentar con una tensión  $V_{Lin+} = 30V$  y una tensión  $V_{Lin-} = 0V$ . Lamentablemente los operacionales funcionan mejor con una pequeña tensión en  $V_{Lin-}$  con lo que la  $V_{Lin+}$  se ve disminuida.



Figura 3.20: Etapa lineal

Descripción del sistema

#### 3.2.3. Combinador

El combinador está formado por una pareja de diodos en anti-paralelo. En cuanto la diferencia de tensión entre la tensión sobre la carga debida a la etapa conmutada y la de la etapa lineal supera la tensión de codo,  $V_{\gamma}$ , de estos diodos, la etapa lineal aportará o absorberá la corriente necesaria para que la tensión en la carga sea la que ella imponen ( $\pm V_{\gamma}$  como pudo leerse en la sección 3.1.1). Si se usan diodos Schottky la tension de codo,  $V_{\gamma}$ , es muy pequeña y la tensión de salida es prácticamente la del lineal. Precisamente el valor de  $V_{\gamma}$  es uno de los factores que determinan el tiempo de conducción de la etapa lineal, como pudo verse en la sección 3.1.1. Por tanto, será necesario establecer una solución de compromiso entre la precisión de la forma de onda a reproducir y el rendimiento.

Es necesario destacar que la máxima tensión que soportan estos diodos es la de codo del otro, por lo que es posible utilizar diodos de tensiones bajas con las ventajas que ello conlleva en cuanto a parásitos. No obstante, es necesario tener en cuenta que la corriente que pueden llegar a conducir estos diodos puede ser apreciable.

#### 3.2.4. Sistema de control

El sistema de control se halla representado en la figura 3.21. Todo él es digital, por lo que se incluyen los conversores analógico-digital (CAD) y digital-analógico necesarios para su operación. La envolvente de referencia es reproducida por un generador de señal.

La tarea del sistema de control es lograr que las etapas lineales y conmutadas reproduzcan la misma tensión al mismo tiempo. El filtro paso bajo limita el contenido armónico de la envolvente para que pueda ser reproducido por la etapa conmutada. En función del valor de esta referencia se seleccionará qué nivel del MIBuck conmuta y qué ciclo de trabajo se aplica. El filtro pasobajo está implementado como un filtro digital FIR (*Finite Impulse Response*), por lo que su retardo de grupo es plano. La etapa de potencia se comporta como un conversor digital analógico que transforma la versión paso bajo de la envolvente en una tensión sobre el RF PA.

La rama que genera la referencia para la etapa lineal es retrasada para compensar el retardo que introduce el filtro FIR, la generación del PWM y el filtrado de la etapa de potencia. Posteriormente es convertida a analógica y amplificada por la etapa lineal. De este modo se logra que la tensión que genera la etapa lineal y la conmutada estén alineadas temporalmente.



Figura 3.21: Sistema de Control

## **3.3.** Conclusiones

El sistema aquí descrito presenta una forma de combinar una etapa lineal y una conmutada de una forma diferente a las hasta ahora existentes. Como principal ventaja cabe destacar la simplicidad de su control, ya que evita complejas separaciones de frecuencias como en [31]. También se evita que la etapa lineal controle la conmutada [32]. De esta manera cualquier mejora en la etapa conmutada no implica ningún cambio en la etapa lineal. Los resultados con este sistema pueden encontrarse aplicados a una resistencia en 4.4 y en 4.5 sobre un RF PA real.

# Capítulo 4

# **Resultados Experimentales**

# 4.1. Montaje experimental

Pese a que en este documento se describen varios tipos de convertidores, todos ellos son muy similares, ya que se trata de variaciones sobre la misma topología. Todos los prototipos comparten el sistema de control, basado en una FPGA, y los componentes electrónicos de las plantas de potencia son iguales. De esta manera también se establece una comparativa justa entre ellos. A continuación se describe el sistema de control y las plantas de potencia, así como los drivers, que trasladan las señales de control de la FPGA a los transistores.

#### 4.1.1. Sistema de control

El sistema de control está basado en una FPGA. Para todas las pruebas se ha usado una Virtex 4 SX 35 del fabricante Xilinx. Su software, programado en VHDL, se encarga de generar las señales de control de los drivers, de modo que los transistores conmuten con el ciclo de trabajo adecuado para obtener la señal deseada a la salida. La frecuencia de conmutación, salvo que se especifique lo contrario, ha sido fijada a 4 MHz. El bloque Modulador de Ancho de Pulso Digital (*Digital Pulsewidth Modulator-DPWM*) toma un valor digital de ciclo de trabajo y genera la forma de onda correspondiente. También selecciona qué transistor conmuta. Su funcionamiento está descrito en [18]. Un esquema simplificado puede verse en la figura 4.1.

Para digitalizar la señal se emplean conversores analógico digitales THS1530 de Texas Instruments. Estos toman la señal de un generador de señal que genera la envolvente a reproducir. La resolución de los mismos es de 10 bit y la frecuencia de muestreo de 15 MHz. Como todos los prototipos operan en lazo abierto, el valor de la envolvente que digitaliza el conversor es utilizado como valor del ciclo de trabajo. De este modo se consigue, una vez garantizado el MCC del convertidor mediante el proceso descrito en la sección

2.4.1, que la tensión de salida sea proporcional a la de referencia que genera el generador de funciones.

En el caso del convertidor asistido linealmente, descrito en la sección 3, el sistema de control, detallado en dicha sección, es algo más complejo. En concreto el filtro digital y el retardo para lograr el alineamiento entre la señal proveniente del lineal y la proveniente del conmutado se ha implementado en *Xilinx System Generator*, por sus facilidades a la hora de manejar sistemas de procesado de señal. En este caso se utiliza también un conversor digital analogico THS5651 de Texas Instruments. Éste opera a una frecuencia de conmutación de 15 MHz y tiene una resolución de 10 bits. En la figura 3.21 puede verse el esquema del control de dicha etapa.



Figura 4.1: Esquema de la etapa de control

#### 4.1.2. Planta de Potencia

#### Tensiones de entrada y carga

En esta tesis se presentan dos requisitos de potencia muy diferentes. El primero de ellos consiste en mantener una comparativa con los convertidores desarrollados en [18]. En ella se fijaban unas tensiones de entrada de 4, 8 y 12 V, y se operaba con diferentes cargas. En este caso, dado que es necesario emplear un nuevo filtro para cada carga, se ha optado por mantenerla fija con un valor de 6, 4  $\Omega$ .

El otro requisito de potencia era satisfacer los requerimientos del RF PA descrito en la sección 4.5.2. Éste presenta un rendimiento máximo entorno a los 28 V. Por tanto las tensiones elegidas para la conmutación son 9, 18 y 28 V. Mediciones sobre el RF PA detalladas en la sección 4.5.2 muestran que se comporta de manera similar a una resistencia de 33  $\Omega$ , por lo que también se han realizado mediciones usando una carga resistiva de este valor.

Montaje experimental

#### Drivers

Para trasladar la señal de la FPGA a los transistores de la etapa de potencia se utiliza un sistema de Drivers aislados. Esto es debido a que la fuente de los transistores se halla referida al nodo de conmutación, siendo por tanto necesario referir las señales de puerta a dicho nodo de conmutación. Este sistema se halla representado en la figura 4.2. El primer elemento de la cadena de aislamiento es un aislador digital IL610. Éste sensa la salida digital de la FPGA mediante un sistema de magneto resistencia y pasa la información a su salida. Ésta está conectada al driver EL7156 de Intersil, que traslada esta señal a la puerta del transistor, con una amplitud de 12 V referidos al nodo de conmutación (la fuente de los MOSFETs). Los aisladores digitales IL610 se alimentan a 5 V.



Figura 4.2: Esquema del sistema de Drivers

#### Transistores y Diodos

Los transistores elegidos son los IPD135. Éstos presentan una baja capacidad de puerta, lo que les hace adecuados para conmutar a la frecuencia de 4 MHz seleccionada como frecuencia de conmutación. Los diodos son unos B360 de Diodes Inc. Es necesario destacar que estos semiconductores están sobredimensionados para la potencia que realmente procesan. No obstante, se han mantenido para mantener la planta de potencia descrita en [18] y poder establecer una comparativa justa.

#### **Amplificador Lineal**

Como pudo leerse en la sección 3.2.2 la oferta de amplificadores operacionales capaces de manejar niveles de potencia significativos dentro de un gran ancho de banda es muy limitada. Básicamente se reduce a los del fabricante APEX, de gran calidad y precio, y al LT1210 de Linear Technologies, que es el utilizado en este trabajo. Este amplificador esta diseñado para alimentarse a  $\pm 15$  V, y aquí se ha usado alimentado a 28 y a -1,8 V, en el caso de alimentar el RF PA real (o una resistencia equivalente de 33 $\Omega$ ), y a 15 y a -2 V, cuando se hacen pruebas sobre una resistencia de 6, 4 $\Omega$ . Dado que es un operacional realimentado en corriente, su ganancia está limitada por las recomendaciones del fabricante. Para proporcionar la ganancia de tensión necesaria desde el generador de la referencia hasta los niveles necesarios de operación se han empleado un THS3001 y un THS4001 de Texas Instruments. El primero de ellos es realimentado en corriente y el segundo realimentado en tensión, siendo sus características comparables.

## 4.2. Resultados con filtros de orden superior

De acuerdo con los resultados del capítulo 2 se ha construido un MIBuck y se ha diseñado un filtro de Bessel-Thonsom de 4° Orden con una frecuencia de corte de 1 MHz adaptado a una carga de 6,4  $\Omega$ . Los valores de los elementos del filtro pueden encontrarse en la tabla 4.2. La frecuencia de conmutación es de 4 MHz. La planta de potencia y el control responden a lo descrito en la sección 4.1.

El rendimiento del sistema puede verse en la tabla 4.1, donde puede verse que en todo caso ronda el 90 %. En ella se muestra la potencia aportada por cada una de las fuentes del MIBuck. Se ha excluido el consumo del sistema de control y de los drivers.

Respecto a las características dinámicas, en la figura 4.3 puede verse cómo el MIBuck con el filtro mejorado reproduce sin problemas la envolvente del estándar de comunicaciones EDGE. En esta misma prueba el MIBuck de [18] tenia algún problema en alguna transición que quedaba fuera del ancho de banda del filtro. La figura 4.4 muestra la excursión de corriente en la primera bobina de este filtro y el rizado de conmutación cuando el MIBuck proporciona una tensión de salida de 6 V. Puede apreciarse que tiene un nivel muy bajo, en torno al 2% de la tensión de salida. Resulta importante destacar que la corriente por la primera bobina adquiere la forma de rampas, como en los convertidores CC/CC tradicionales con filtro de segundo orden. Esto prueba que las suposiciones hechas en la sección 2.4 acerca de que la tensión en el primer condensador es muy semejante a la existente en la salida son correctas.

114

Tabla 4.1: Rendimiento del MIBuck con filtro de Bessel de Orden 4

Forma Onda	$P_{V_{in1}}(\mathbf{W})$	$P_{Vin2}(W)$	$P_{Vin3}(W)$	$P_{Salida}(\mathbf{W})$	$\eta\%$
Seno 100 kHz $$	$5,\!3$	2,8	$0,\!63$	7,7	88
Seno 200 kHz	$^{5,3}$	$^{2,8}$	$0,\!65$	$^{7,6}$	86,7
Seno $600 \text{ kHz}$	4,3	2,7	0,81	$^{6,7}$	86,3
EDGE	$6,\!35$	$5,\!26$	$0,\!61$	$10,\!67$	87,2



Figura 4.3: Envolvente del Estándar EDGE

Para comprobar la mejora en cuanto a comportamiento dinámico que representa la introducción de filtros de mayor orden, se observa la respuesta ante un escalón en la tensión de control. Es decir, que el sistema intente reproducir un escalón. Donde el MIBuck de [18], conmutando a la misma frecuencia, presenta un *slew-rate* de  $6V/\mu s$ , éste presenta uno de  $24V/\mu s$ , lo que representa algo mas de 4 veces mejor *slew-rate*.



Figura 4.4: Tensión de salida, rizado de conmutación y corrientes por  $L_1$ utilizando el MIBuck con un filtro Bessel de 4º Orden



Figura 4.5: Respuesta ante el escalón del MIBuck con un filtro Bessel de 4º Orden

Para comprobar los resultados teóricos con otros filtros se ha construido un filtro de Butterworth y otro de Legendre-Papoulis, con las mismas especificaciones que el filtro de Bessel-Thomson descrito anteriormente. Los resultados frente a un escalón en la tensión de referencia pueden encontrarse en la figura 4.6. En ella puede verse cómo ambas respuestas presentan una sobreoscilación, si bien ésta es menor que la teórica descrita en la sección 2.2.2. Esta disminución puede ser debida a la presencia de resistencias parásitas en los componentes. No obstante, los resultados concuerdan bastante bien con la teoría. Es importante destacar que el retardo entre el escalón en la tensión de referencia y el de la tensión de salida se deben fundamentalmente al sistema de control y al propio retardo del filtro. Los *slew-rates* obtenidos rondan los  $22V/\mu s$  para el filtro de Legendre-Papoulis y los  $23V/\mu s$  para el filtro de Butterworth. La medida de *slew-rate* es complicada, por lo que se puede considerar que en todos los filtros ésta ronda los  $24V/\mu s$ . Ello implica una mejora entorno a 4 veces en el *slew-rate* con relación al filtro tradicional de 2 elementos.

En la figura 4.7 se aprecia el rizado de conmutación en la tensión de salida. Puede observarse cómo éste es mucho menor que el obtenido con el del filtro de Bessel-Thomson. En concreto el rizado obtenido con el filtro de Legendre-Papoulis (figura 4.7b) ronda el 0,9% y con el filtro de Butterworth el 1%. Valores por debajo de los obtenidos por el filtro de Bessel-Thomson debido al mayor rechazo que presentan estos filtros a la frecuencia de conmutación.



Figura 4.6: Respuesta al escalón con los filtros de: (b) Butterworth y de (c) Legendre-Papoulis



Figura 4.7: Tensión de salida, rizado de conmutación y corrientes por  $L_1$  con los filtros de: (a) Butterworth y de (b) Legendre-Papoulis

Por último se han medido también las funciones de transferencia de los filtros de salida del convertidor. Para ello se ha empleado un analizador de redes. Debido a que el filtro se ha diseñado para ser usado con una fuente de impedancia de salida nula, es necesario aislar el filtro de la impedancia de salida del analizador (50  $\Omega$ ). Para ello se ha utilizado un amplificador operacional configurado como seguidor de emisor y se ha calibrado el analizador de redes para tener en cuenta el desfase que introduce el seguidor. El esquema de dicho montaje puede verse en la figura 4.8. Los diagramas de Bode de magnitud de los filtros, cuyos elementos aparecen en la tabla 4.2, puede verse en la imagen 4.9. Puede comprobarse el parecido con la de los diagramas de Bode de módulos de los filtros del capítulo 2. No obstante aunque en apariencia todos tengan la misma frecuencia de corte, esta varía aproximadamente un 1% entre todos ellos, debido a que resulta muy complejo obtener de los valores exactos de los elementos reactivos.



Figura 4.8: Esquema del montaje para medir el filtro

Tabla 4.2: Elementos para el filtro del MIBuck

Tipo de Filtro	$L_1 \ (\mu H)$	$C_2(nF)$	$L_3(\mu H)$	$C_4(\mathrm{nF})$
Butterworth	1,559	39,2	1,1	0,9
Legendre-Papoulis	$1,\!642$	41,3	$1,\!455$	$^{1,6}$
Bessel-Thomson	1,529	24	$0,\!624$	0,53

120



Figura 4.9: Diagrama de Bode de los filtros construidos

# 4.3. Resultados con MIBuck Multifase

Para comprobar las ventajas de la arquitectura del MIBuck multifase frente al MIBuck de una sola fase, se ha construido un prototipo con los mismos semiconductores y control que el prototipo de la sección 4.2. La frecuencia de conmutación es de 4 MHz. El filtro es un filtro de Bessel de orden 4 con una frecuencia de corte de 2 MHz. Los valores de los elementos del filtro pueden encontrarse en la tabla 4.3.

El rendimiento es ligeramente superior al de la versión de una sola fase, merced a que por cada transistor y diodo circula la mitad de la corriente. Los resultados pueden encontrarse en la tabla 4.4. Como puede verse ronda también 90 %. En estas mediciones también se ha excluido el consumo del sistema de control y de los drivers.

No obstante, la principal ventaja de la arquitectura multifase puede verse en la figura 4.10. En ella se comparan un MIBuck con una sola fase y filtro de Bessel de 1 MHz con un MIBuck de dos fases con filtro de Bessel de 2 MHz. La cancelación del rizado de conmutación típico de los multifases provoca que en las mismas condiciones que en la figura 4.10a (4,7 V de tensión de salida), se obtenga un rizado de conmutación mucho menor, un 4 % en lugar de un 6,5 %, pese a que el ancho de banda del filtro es el doble. Además puede verse cómo este rizado es de mayor frecuencia que en el de una sola fase. Se ha elegido esta tensión de salida ya que se evita uno de los puntos de funcionamiento de cancelación de ruido del multifase. Puede apreciarse también la ecualización de las corrientes por las bobinas iniciales del filtro.



Figura 4.10: Rizado de tensión de salida utilizando (a) el MIBuck y (a) el MIBuck Multifase

En cuanto al comportamiento dinámico, éste debe ser mejor respecto a

Resultados con MIBuck Multifase

la versión de una sola fase ya que el ancho del filtro es el doble. En la figura 4.11 puede verse la respuesta frente al escalón. En este caso el valor que arroja el *slew-rate* alcanza los 25  $V/\mu s$ . Lo que es ligeramente superior a la versión con una sola fase.



Figura 4.11: Slew-rate utilizando el MIBuck Multifase

En la figura 4.12 puede verse como el convertidor multifase reproduce una envolvente del estándar EDGE. En ella puede verse como la corriente se reparte por igual entre las bobinas de entrada, salvo en algún transitorio.

Tabla 4.3: Elementos para el filtro del MIBuck Multifase

$$\begin{array}{c|cccc} L_1 \ (\mu H) & C_2(\mathrm{nF}) & L_3(\mu H) & C_4(\mathrm{nF}) \\ \hline 1,53 & 12,16 & 0,312 & 2,63 \end{array}$$



Figura 4.12: Señal del estándar EDGE reproducida por el MIBuck multifase

Tabla 4.4: Rendimiento del MIBuck Multifase con filtro de Bessel de Orden 4

Forma Onda	$P_{V_{in1}}(\mathbf{W})$	$P_{Vin2}(\mathbf{W})$	$P_{Vin3}(W)$	$P_{Salida}(\mathbf{W})$	$\eta\%$
Seno 100 kHz	$5,\!35$	$3,\!04$	0,72	8,11	89
Seno 200 kHz $$	4,96	$3,\!22$	0,76	$7,\!95$	89
Seno 600 kHz $$	2,03	$^{4,4}$	$1,\!1$	6,7	88
EDGE	$6,\!67$	$5,\!62$	$0,\!54$	$11,\!47$	89

# 4.4. Resultados con ayudas Lineales

Con el objeto de comprobar las mejoras que introduce la combinación de un MIBuck con una etapa lineal como se describe en 3, se ha implementado un prototipo basado en el MIBuck de [18], al que se le retira el condensador de salida. La etapa lineal está construida de acuerdo con lo descrito en 3.2.2 y 4.1.2.

En este caso, la carga que simula el RFPA es de 6  $\Omega$ . La bobina  $L_1$  de la etapa conmutada tiene un valor de 5  $\mu H$ , lo que le proporciona a la etapa conmutada un ancho de banda de unos 300 kHz. El filtro pasabajos de la etapa de control limita el ancho de banda de la referencia del MIBuck a ese valor, de acuerdo con lo expresado en 3.2.4.

La figura 4.13 muestra el funcionamiento del sistema reproduciendo la

Resultados con ayudas Lineales

envolvente de una señal de comunicaciones del estándar WCDMA. Como puede verse, la salida sigue a la referencia casi a la perfección. La figura 4.14 muestra las corrientes por la bobina  $L_1$  de la etapa commutada y la de la etapa lineal. Es fácilmente apreciable cómo la corriente de la etapa commutada es estrictamente positiva y tiene menos componentes de alta frecuencia que la que aporta el lineal.



Figura 4.13: Envolvente del estándar WCDMA reproducido por la combinación MIBuck+lineal



Figura 4.14: Corrientes por la etapa conmutada y lineal al reproducir la envolvente del estándar WCDMA

Resultados con ayudas Lineales

Para determinar el *slew-rate* de la combinación se reproduce un escalón. Observando la figura 4.15 puede observarse claramente cómo la tensión de salida llega a su valor máximo mucho antes que la corriente que aporta la etapa conmutada. Se aprecia también claramente que mientras que la potencia la aporta la etapa lineal, es decir, mientras la corriente por la etapa conmutada crece, la tensión de salida es algo menor, debido a la tensión de codo de los diodos del combinador. En la figura 4.16 puede apreciarse un detalle para calcular el valor del *slew-rate*. Este ronda los 130  $V/\mu s$ , mientras que sin etapa lineal ronda los 6  $V/\mu s$ . El reparto de corrientes entre las etapas lineal y conmutada puede verse en la figura 4.17. Se ve cómo al inicio del pulso toda la corriente la aporta el lineal y como a medida que aumenta la corriente por el conmutado, ésta disminuye. En el flanco de bajada puede verse cómo el lineal absorbe el exceso de corriente de la etapa conmutada, respetando los flancos de subida y de bajada del pulso. En la figura 4.17 Puede verse también cómo la evolución de la corriente por la etapa conmutada es muy lineal, tal y como se explicó en la sección 3.1.1. La escasa no linealidad puede ser debida a las resistencias parásitas de bobinas, condensadores y MOSFETs.



Figura 4.15: Respuesta al escalón de la combinación de la etapas conmutadas y lineal



Figura 4.16: Detalle de la respuesta al escalón de la combinación de la etapas conmutadas y lineal



Figura 4.17: Reparto de corrientes en de la combinación de la etapas conmutadas y lineal

Resultados con ayudas Lineales

El rendimiento de la combinación de las etapas lineal y conmutada es algo menor que el del MIBuck, y depende del contenido armónico de la forma de onda que reproduce, fundamentalmente de cuanta potencia procesa el lineal. En la tabla 4.5 se muestra la potencia demandada a cada fuente para envolventes de los estándares EDGE<sup>1</sup> y WCDMA<sup>2</sup>. En la tabla 4.6 se muestra el rendimiento obtenido y el reparto de potencias entre las etapas lineal y conmutada para ambas señales. Como la envolvente de WCDMA tiene un contenido armónico muy superior a la de la EDGE, la etapa lineal trabaja mucho más y la combinación del MIBuck y el lineal resulta mucho menos eficiente. En esta ocasión tampoco se han tenido en cuenta los consumos del sistema de control y de los drivers.

Tabla 4.5: Potencias en la combinación lineal

Forma de Onda	$P_{V_{in1}}(\mathbf{W})$	$P_{Vin2}(W)$	$P_{Vin3}(W)$	$P_{Lin+}(\mathbf{W})$	$P_{Lin-}(W)$	$P_{salida}(\mathbf{W})$
EDGE	4,74	0,78	$0,\!63$	$1,\!5$	0,08	9,75
WCDMA	$^{0,2}$	$^{2,3}$	$1,\!96$	$^{1,7}$	$^{0,4}$	$^{4,2}$

Tabla 4.6: Reparto de potencias entre la etapa lineal y conmutada y rendimiento

Forma de Onda	$\frac{P_{lin}}{P_{entrada}}(\%)$	$\frac{P_{conmutado}}{P_{entrada}}(\%)$	$\eta(\%)$
EDGE	$13,\!3$	86,7	82
WCDMA	$31,\!8$	68,2	$63,\!6$

# Combinación de etapa lineal y etapa conmutada con filtro de orden $5^{\rm o}$

Para comprobar la validez de las simulaciones realizadas en la sección 3.1.2 se ha observado la respuesta al escalón del sistema detallado en la sección 4.5.3. Este es una combinación lineal en la que se emplea un MIBuck con un filtro de Bessel-Thonsom de 5° orden con una etapa lineal. El filtro tiene una frecuencia de corte de 1 MHz y está adaptado a la carga que representa el RF PA. En la sección 4.5.2 puede verse que este valor es de  $33\Omega$ .

La respuesta del mismo puede observarse en la figura 4.18. En ella se aprecian oscilaciones similares a las mostradas en la figura 3.16. El *slew-rate* medido es superior al de la combinación etapa lineal-etapa conmutada utilizando una

 $<sup>^1</sup> Enhanced \ Data \ rate \ for \ GSM \ Evolution$  un estándar de telefonía móvil

 $<sup>^2</sup>$ Wideband Code Division Multiple Acces otro estándar te telefonía móvil

sola bobina, ya que en aquella ocasión la carga era de 6, 4 $\Omega$ , mientras que en esta es de 33 $\Omega$ . Este *slew-rate* ronda los 300  $V/\mu s$ . Esta mejora respecto a lo presentado en la sección anterior, sección 4.4, viene determinada porque la resistencia que representa la carga es mucho mayor, por tanto las corrientes por la etapa lineal son más pequeñas y el op-amp puede alcanzar un *slew-rate* mayor<sup>3</sup>.



Figura 4.18: Respuesta al escalón con la combinación lineal y el filtro de 5° orden

# 4.5. Resultados sobre un amplificador de Potencia de Radiofrecuencia

### 4.5.1. Montaje experimental

Para comprobar el funcionamiento de las soluciones planteadas en esta tesis como modulador de envolvente se ha integrado un convertidor MIBuck con filtro de  $5^{\circ}$  orden y ayuda lineal en un banco de pruebas que implementa un transmisor polar. Este banco de pruebas ha sido desarrollado por el equipo del Dr. Jose Ángel García de la Universidad de Cantabria.

El esquema del banco de pruebas puede verse en la figura 4.19. En ella se ha representado tanto la parte transmisora, que incluye los amplificadores

 $<sup>^3</sup> En$  las hojas de características del LT1210 el slew-rate especificado es 900  $V/\mu s$  con ganancia unidad, alimentación simétrica de  $\pm 15~V$ y sobre una carga de 400 $\Omega$ 

de RF y de envolvente bajo test, como el receptor empleado para comprobar la calidad de la transmisión.

Atendiendo a la parte del transmisor, los dos elementos principales son un par de generadores vectoriales de señal Agilent E4428C ESG, que reproducen las formas de onda asociadas a la envolvente y a la señal de RF a procesar. Estos generadores son programados desde MATLAB y se cargan uno con la envolvente a procesar y el otro con la señal que se quiere modular en RF. En el caso de que el sistema actúe como transmisor polar se modula la señal de RF en fase solamente. En el caso de que actúe como transmisor híbrido, la señal de RF se modula en fase y amplitud, de acuerdo al nivel de potencia en el que se realiza la separación. Puede encontrarse una breve descripción de los transmisores polares e híbridos en la sección 1.1.2. Para garantizar el alineamiento de las ramas de envolvente y fase, ambos generadores están sincronizados, pudiendo ajustarse el retardo entre ellos. De este modo se consigue limitar la distorsión inherente al desajuste de las ramas de fase y envolvente. El resto de elementos de la parte del transmisor está formado por el driver del RF $\mathrm{PA}^4$ , el RF $\mathrm{PA}$  propiamente dicho y el modulador de envolvente. Estos dos últimos son los dispositivos bajo test.

Para comprobar la calidad de la señal reproducida por el transmisor polar se emplea el receptor. El primer elemento es un atenuador que protege al resto de elementos del sistema de los niveles de potencia amplificados por el RFPA. Para verificar los niveles de potencia se emplea un medidor E4418B de Agilent. La señal de RF es traslada en frecuencia por el analizador de espectro E4407B. Aunque es posible visualizar los espectros de la señal transmitida con este equipo, en este montaje se emplea como mezclador. La salida de este mezclador es digitalizada por una batería de digitalizadores VSA 89600s. La salida de los mismos es enviada al PC donde el software de analisis, tambien llamado VSA 89600, muestra diversos parámetros de la señal recibida, lo que permite evaluar su calidad.

#### 4.5.2. Descripción del RF PA

El RF PA ha sido diseñado también por el equipo del Dr. Jose Ángel García. Se trata de un amplificador clase E basado en un transistor HEMT (*High Electron Mobility Transistor*) de Nitruro de Galio. Éste es el CGH35030 de Cree. Su frecuencia central es de 770 MHz, presenta una PAE del 80 %, con una tensión de drenador de 28 V y es capaz de procesar 18 W a la salida.

La clase E, presentado en [39] por Nathan y Alan Sokal, es un tipo

 $<sup>^4\</sup>mathrm{La}$ tarea del driver del RF PA es amplificar la salida del generador vectorial que reproduce la señal de fase hasta los niveles necesarios para que el RF PA trabaje en saturación.



Figura 4.19: Esquema del Banco de pruebas del transmisor polar

de RF PA de alta eficiencia. Se basa en que el transistor, funcionando en conmutación, carga la bobina de choque y despues la descarga sobre un condensador ,en paralelo con la capacidad parásita entre drenador y fuente del transistor, y la red pasa banda que conecta con la carga. De esta manera se aprovecha un parásito del transistor para crear un circuito resonante formado por el choque de RF, una capacidad adicional a la parásita del transistor y la red de adaptacion de la carga. La resonancia excitada permite que la tensión  $V_{ds}$  llegue a 0 consiguiendose conmutaciones a tensión 0 (Zero Voltage Derivative Switching-ZVDS).

El diseño del amplificador clase E consiste, de manera muy resumida, en adaptar la impedancia de carga de 50  $\Omega$  de modo que la impedancia vista por el drenador del transistor alcance el valor  $0, 28/(w \cdot C_{out}) \cdot e^{j \cdot 49^{\circ}}$ , a la frecuencia de operación. Esta expresión, con el transistor polarizado con  $V_{DS} = 28 V$  de tensión de drenador y  $V_{GS} = -3, 5 V$  de tensión de puerta, alcanza el valor  $13+j15\Omega$ . Los armónicos superiores, 2° y 3°, de la frecuencia de conmutación se terminan en circuitos abiertos. En la figura 4.21 puede verse el esquema del RF PA utilizado.

Esta impedancia se sintetiza mediante los componentes  $L_{fun}$  y  $C_{fun}$ . Las redes formadas por los resonadores serie  $L_{3s}, C_{3s}, L_{2s}$  y  $C_{2s}$  forman un cortocircuito para los armónicos segundo y tercero, aislando para la terminación de un armónico los elementos colocados a la derecha de los mismos. De esta manera el drenador puede ver la impedancia sintetizada para el



Figura 4.20: Fotografía del Banco de pruebas del transmisor polar

fundamental con  $L_{fun}$  y  $C_{fun}$ , que garantizan su funcionamiento en clase E. La terminación en abierto para los armónicos en el drenador se obtiene mediante el tanque  $L_{3p}, C_{3p}$  para el tercer armónico y la bobina  $L_{2p}$  para el segundo armónico. El resto de elementos se usan para adaptar la impedancia a la entrada, de cara a maximizar la PAE, y garantizar una polarización estable de puerta y de drenador.

Como adaptación para su uso en un transmisor polar se han retirado los condensadores de desacoplo,  $C_{bias2}$  y  $C_{bias3}$  de la red de polarización de drenador. En la figura 4.22 puede verse una fotografía del mismo, sobre la base de aluminio que se emplea para proteger el transistor de sobrecalentamientos.



Figura 4.21: Esquema del Clase E usado en las pruebas



Figura 4.22: Fotografía del RFPA

#### Comportamiento como carga

Una característica muy importante de los transmisores polares es el comportamiento de éstos como carga de un convertidor CC/CC o de un Modulador de Envolvente. Es decir, qué corriente de drenador  $I_{DS}$  demandan ante una tensión de drenador  $V_{DS}$ . Es necesario tener en cuenta que durante la operación del RF PA, tanto en ET como en transmisor polar o híbrido, el modulador de envolvente debe fijar la tensión  $V_{DS}$  mientras el RF PA demanda  $I_{DS}$ . Para el correcto diseño de los filtros de salida de la parte conmutada de los moduladores de envolvente es necesario conocer este valor y si existe linealidad entre  $V_{DS}$  e  $I_{DS}$ . Esta linealidad es altamente deseable ya que implicaría que el RF PA se comporta como una resistencia, lo que simplifica el diseño de los filtros.

La figura 4.23 muestra la corriente  $I_{DS}$  frente a la tensión de drenador  $V_{DS}$  para una potencia de RF de entrada de 24 dBm con una tensión de polarización en puerta de -3,5 V (una variación tanto en la potencia de entrada como en la tensión de polarización en puerta implicaría cambios en esta curva). Puede apreciarse cómo en estas condiciones la relación entre tensión y corriente es prácticamente lineal, por lo que el RF PA se comporta como una resistencia de 33  $\Omega$ . Este comportamiento implica que la parte conmutada, en concreto el filtro, del convertidor se diseñará de acuerdo con ese valor de resistencia.

Es necesario destacar que la condición de potencia de entrada de RF constante es la típica del caso del transmisor polar, en que la entrada al RF PA es una señal de RF modulada solamente en fase. En cambio, en el caso del transmisor híbrido la potencia de entrada es variable en los niveles bajos, ya que la señal de RF es modulada en amplitud. Cuando la potencia de entrada es menor, la corriente demanda,  $I_{DS}$ , es también menor. Como el filtro está adaptado a una carga mayor, la función de transferencia del mismo puede cambiar, lo que puede deformar la señal reproducida por la parte conmutada. No obstante la etapa lineal corregirá los errores habidos, con el coste de una merma en el rendimiento.



Figura 4.23: Curva VI del RFPA

#### 4.5.3. Diseño del modulador de envolvente

Basándose en la carga que presenta el RF PA y en sus tensiones de alimentación, se ha diseñado un MIBuck asistido por una etapa lineal. Debido a que la tensión de alimentación a la que el RF PA presenta su máximo rendimiento es de 28 V, las tensiones de entrada al MIBuck han sido 9, 18 y 28 V. El filtro de salida es un filtro de Bessel de orden 5 con una frecuencia de corte de 1 MHz, adaptado a la carga de 33  $\Omega$  que representa el RF PA. La tabla 4.7 muestra los valores de los elementos de dicho filtro.

Tabla 4.7: Elementos para el filtro del MIBuck de 5º orden

$L_1 \ (\mu H)$	$C_2(\mathrm{nF})$	$L_3(\mu H)$	$C_4(\mathrm{nF})$	$L_5(\mu H)$
7,94	$^{4,3}$	$3,\!95$	$2,\!28$	$0,\!85$

Para garantizar la compatibilidad del operacional LT1210 de la etapa lineal con las tensiones de alimentación del RFPA, este se ha alimentado asimétricamente, como se explica en la sección 4.1.2, con 28 V y -1.8 V.

El filtro pasa bajos del control, como se detalla en 3.2.4, tiene un ancho de banda de 960 kHz para evitar que la etapa conmutada intente reproducir señales que no puede.

Este sistema se ha integrado en el montaje descrito en la sección 4.5.1,

Resultados sobre un amplificador de Potencia de Radiofrecuencia

con el objeto de probar el funcionamiento en un entorno que simula un sistema real de comunicaciones. En la figura 4.24 puede verse una fotografía del modulador de envolvente.



Figura 4.24: Fotografía del modulador de envolvente

#### 4.5.4. Resultados con transmisor Polar

Para valorar el funcionamiento del sistema como modulador de envolvente se han utilizado dos señales de prueba, una correspondiente al estándar de telefonía móvil EDGE <sup>5</sup> y otra al estándar de servicios de emergencia TETRA<sup>6</sup>. Ambos estándares son favorables para el uso de transmisores polares, ya que las modulaciones empleadas no presentan cruces por cero, por lo que la distorsión por *feed-through* queda minimizada.

Las figuras 4.25a y 4.25b muestra la densidad espectral de potencia (PSD-*Power Spectral Density*) que presenta la salida del transmisor polar. Como comparación se muestra también la PSD de la señal original <sup>7</sup>. Puede verse cómo a pesar de que fuera del ancho de banda de la modulación los niveles de potencia de la salida del RFPA son algo mayores, toda la energía esta contenida en el mismo ancho de banda que en el original, por lo que se cumplen las normas relativas a la potencia en el canal adyacente (*Adjacent*)

 $<sup>^5</sup> Enhanced Data Rates for GSM Evolution Como modulación se emplea GMSK y 8PSK <math display="inline">^6 TErrestrial TRunqued RAdio.$ Como modulación se emplea DQPSK

<sup>&</sup>lt;sup>7</sup>Ambas PSD han sido calculadas mediante la Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*) por el software VSA 89600, de ahí su aspecto algo ruidoso.

Channel Power Ratio- $ACPR^8$ ) para ambos estándares. En la figura 4.26 se muestran las formas de onda correspondientes a la corriente que demanda el RF PA, su tensión de alimentación, la potencia que demanda el RF PA y la corriente que suministra la etapa lineal. Puede verse cómo la mayor parte del tiempo ésta presenta unos valores muy próximos a 0.

La tabla 4.8 muestra los rendimientos de las distintas partes del sistema, la potencia de RF a la entrada del amplificador es de 24 dBm, es decir, 0,25 W. La tabla 4.9 muestra el rendimiento del modulador de envolvente y el rendimiento de drenador del RF PA. Se muestran también las potencias procesadas por cada una de las fuentes de alimentación del MIBuck y de las que alimentan al lineal.

Tabla 4.8: Rendimientos con transmisor polar

Estándar	$P_{salidaRF}(\mathbf{W})$	$P_{CC}(\mathbf{W})$	PAE(%)
EDGE	9,5	$13,\!9$	66,7
TETRA	9,4	13,7	$66,\!5$

Tabla 4.9: Rendimientos del modulador de envolvente y del RFPA

Estándar	$P_{Entrada_{ModEnv}}(\mathbf{W})$	$P_{salida_{ModEnv}}(\mathbf{W})$	$\eta_{ModEnv}(\%)$	$\eta_{RFPA}(\%)$
EDGE	$13,\!8$	10,4	74,7	91,7
TETRA	13,7	$10,\!3$	75,2	90,9

Observando la tabla 4.9 puede verse cómo la variación de la tensión de alimentación repercute en un mayor rendimiento del RF PA. Es necesario recordar que a una tensión de alimentación fija de 28 V su rendimiento de drenador ( $\eta_{RFPA}$ ) rondaba el 88%. Con esta forma de modulación su rendimiento de drenador sube al 91%. Posiblemente esto se debe a que en el valor más probable de la envolvente la eficiencia de drenador del RFPA es algo mejor.

Estudiando la tabla 4.10 puede verse cómo la mayor parte de la potencia es suministrada por las fuentes de los dos niveles más altos ( $P_{V_{in1}}$ y  $P_{V_{in2}}$ ). También puede observarse como el mayor consumo del lineal se produce cuando debe aportar potencia ( $P_{Lin+}$ ) en lugar de cuando la absorbe ( $P_{Lin-}$ ).Se muestra también el porcentaje de la potencia que procesa

138

<sup>&</sup>lt;sup>8</sup>Cuando una señal es distorsionada su espectro tiende a expandirse a ambos lados de la portadora, generando interferencias sobre las señales que estén próximas a ella. El ACPR mide que potencia de la señal de comunicaciones se extiende fuera de la banda asignada.


Figura 4.25: Densidades Espectrales de Potencia: (a) del estándar EDGE y (b) del estándar TETRA

el lineal sobre el total de potencia que demanda el modulador de envolvente. Puede verse cómo a mayor porcentaje demandado por el lineal, lo que ocurre con la envolvente del EDGE, menor rendimiento obtenido.



Figura 4.26: Formas de onda en el RF PA del estandar TETRA

Tabla 4.10: Potencias consumidas por el Modulador de Envolvente

Estándar	$P_{V_{in1}}(\mathbf{W})$	$P_{Vin2}(W)$	$P_{Vin3}(W)$	$P_{Lin+}(W)$	$P_{Lin-}(W)$	$P_{lin}/P_{entrada}(\%)$
EDGE	6,75	$3,\!99$	$0,\!45$	$2,\!68$	0,03	19,5
TETRA	$5,\!98$	$5,\!15$	$0,\!45$	$2,\!12$	$0,\!03$	15,7

#### Comportamiento en carga durante operación

Con el objeto de comprobar si el valor que presenta el RFPA como carga difiere de las medidas estáticas se ha medido simultáneamente la corriente demandada por el transistor y la tensión en el drenador. El resultado puede verse en la figura 4.27, donde se ha empleado la señal del estándar EDGE<sup>9</sup>.

Como puede verse en la imagen 4.27, la relación entre corriente y tensión es muy lineal, comportándose como una resistencia. No obstante el valor de ésta difiere ligeramente del expresado en la sección 4.5.2. En ésta el valor era de 33  $\Omega$  y en este caso sube a 38  $\Omega$ , con lo que tal vez el filtro de la etapa conmutada debiera ser rediseñado. Este cambio no se ha realizado, ya que el rediseño del filtro conlleva cambiar todos los elementos reactivos. Tarea que no fue posible en el laboratorio donde se hallaba implementado el banco de pruebas.

<sup>&</sup>lt;sup>9</sup>Los resultados con TETRA son iguales



Figura 4.27: Curva VI del RFPA operando como transmisor Polar

### 4.5.5. Resultados con transmisor Híbrido

Con el objeto de probar señales del estándar WCDMA se ha utilizado una estructura de transmisor híbrido. Este sistema permite reducir la distorsión por *feed-through* que se presenta en el transmisor polar al utilizar la modulación HPSK empleada en WCDMA. La potencia de RF a la que se empieza a realizar la modulación de amplitud es el 28 % de la máxima. Este valor de potencia se corresponde con que la amplitud de la envolvente sea el 50 % del valor de pico. También se ha realizado una predistorsión de la señal de entrada para compensar la distorsión producida por el RF PA. Los resultados pueden verse en la figura 4.28, donde se muestran la PSD de la señal de entrada y la medida a la salida del conjunto. Midiendo la relación ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*) de acuerdo con la norma correspondiente al estándar WCDMA. La medida obtenida es de -50 dBc, lo que cumple con la norma de -45 dBc reclamada por dicho estándar.

Los rendimientos pueden encontrarse en la tabla 4.11. En este caso, y debido a aplicar la modulación de amplitud, la potencia de RF de entrada al RF PA es de 21 dBm. Por esta misma razón, la potencia media medida de RF es mucho menor que en los otros casos, por lo que las pérdidas son mucho más significativas. De ahí el menor rendimiento. Observando la tabla 4.12 puede observarse cómo el rendimiento del modulador de envolvente baja, ya que según puede verse en la tabla 4.13 el lineal aporta un porcentaje de la potencia mucho más elevado, lo que contribuye a un menor rendimiento



Figura 4.28: PSD del estandar WCDMA

del modulador de envolvente. El RF PA también presenta un rendimiento menor, al tener que procesar parte de la potencia de RF usando una alimentación constante.

Tabla 4.11: Rendimientos con transmisor híbrido

Estándar
$$P_{salidaRF}(W)$$
 $P_{CC}(W)$ PAE(%)WCDMA2,336,434,4

Tabla 4.12: Rendimientos del modulador de envolvente y del RFPA

Estándar
$$P_{Entrada_{ModEnv}}(W)$$
 $P_{salida_{ModEnv}}(W)$  $\eta_{ModEnv}(\%)$  $\eta_{RFPA}(\%)$ WCDMA $6,4$  $3,2$  $49,9$  $72,8$ 

Tabla 4.13: Potencias consumidas por el Modulador de Envolvente

Estándar
$$P_{Vin1}(W)$$
 $P_{Vin2}(W)$  $P_{Vin3}(W)$  $P_{Lin+}(W)$  $P_{Lin-}(W)$  $P_{lin}/P_{entrada}(\%)$ WCDMA03,590,632,120,0765,8

Un detalle importante que surge del estudio de la tabla 4.13 es que prácticamente toda la potencia del conmutado está aportada por la fuente

del nivel intermedio, lo que indica que las excursiones de corta duración a niveles de tensión más altos las realiza el lineal, lo que se corresponde con la potencia que procesa el mismo. También puede verse cómo en este caso es la etapa lineal la que demanda la mayor parte de la potencia que entra al modulador de envolvente.

#### Comportamiento en carga durante operación

Con el objeto de comprobar si el valor que presenta el RFPA como carga difiere de las medidas estáticas y de las medidas descritas en la sección 4.5.4, se han repetido las medidas descritas allí. El resultado se muestra en la figura 4.29, donde se ha empleado la señal del estándar LTE<sup>10</sup>.



Figura 4.29: Curva VI del RFPA operando como Transmisor Híbrido

Como puede verse en la imagen 4.29 la relación entre corriente y tensión es muy lineal, aunque difiere algo más que en casos anteriores. Ahora el valor de resistencia pasa a ser 41  $\Omega$ . En cierto modo es esperable, ya que en potencias bajas, por debajo del 28 % del pico, se varía la potencia de entrada, lo que repercute en la corriente demandada por el amplificador y por tanto en la carga que presenta al modulador de envolvente. Es de suponer que este valor variará con el porcentaje de la potencia a la que se realiza el cambio entre modulación por drenador y modulación por puerta, con lo que el filtro

 $<sup>^{10}\</sup>mathrm{Los}$ resultados con LTE no se muestran ya que no cumplen la norma en cuanto ACPR del estándar.

de salida de la etapa conmutada deberá ser ajustado con cada diseño del transmisor híbrido.

## 4.6. Conclusiones

Los resultados experimentales mostrados en este capítulo prueban que la teoría desarrollada en los capítulos anteriores casan con las simulaciones realizadas. De esta manera se prueba que la metodología seguida en el diseño resulta correcta.

Especialmente valiosos son los resultados sobre el transmisor real, detallados en la sección 4.5. La operación del sistema, integrado tanto en un transmisor polar como en un transmisor híbrido, permiten lograr unos niveles de rendimiento energético competitivos.

# Capítulo 5

# Aportaciones. Conclusiones y Trabajos Futuros

### 5.1. Aportaciones

En la presente tesis doctoral se han realizado las siguientes aportaciones: En primer lugar se ha estudiado el empleo de filtros de orden superior a dos y sus ventajas para los convertidores CC/CC empleados técnicas de ET/EER. En este campo se ha prestado especial atención a las condiciones necesarias para que el convertidor opere en MCC. En esta misma linea también se ha estudiado cómo estos filtros pueden aplicarse a los convertidores multifase. Todo este contenido, junto con su aplicación al convertidor MIBuck y el desarrollo del MIBuck multifase, pueden encontrarse en el capítulo 2. Los resultados experimentales obtenidos con el convertidor MIBuck con filtro de  $4^{\circ}$  orden y el MIBuck Multifase con filtro de  $4^{\circ}$  orden pueden encontrarse en las secciones 4.2 y 4.3 respectivamente.

En segundo lugar se ha estudiado cómo combinar una etapa conmutada, como el MIBuck, con una etapa lineal. De este modo se pretende extender el ancho de banda del sistema a costa de perder rendimiento. El sistema de combinación propuesto, basado en la adición de un elemento que realice el reparto de carga, es original y diferente al usualmente encontrado en la literatura. Se ha estudiado la combinación entre la etapa conmutada y la lineal empleando una sola bobina y un filtro de 5° orden, ambas situaciones descritas en el capítulo 3. Resultados experimentales con la combinación con una sola bobina se encuentran en la sección 4.4. La combinación con filtro de 5° orden se ha integrado en un transmisor polar real. Este transmisor polar esta formado por un amplificador clase E operando a 770 MHz y el modulador de envolvente propuesto en este trabajo, aparte de los elemento auxiliares requeridos para su correcta operación. La descripción completa del sistema y los resultados obtenidos pueden verse en la sección 4.5.

### 5.2. Conclusiones

Como resultado de las aportaciones detalladas en la sección 5.1 se ha logrado extender el ancho de banda (hasta 1 MHz con el convertidor de una sola fase y 2 MHz con el multifase) y el *slew-rate*(hasta unos 24  $V/\mu s$ ) del convertidor MIBuck. En concreto, el ancho de banda obtenido por el MIBuck con filtro de 4° orden y el MIBuck multifase permiten reproducir con gran fidelidad la envolvente del estándar de telefonía móvil EDGE. Es notable la reducción del rizado de conmutación obtenida mediante el MIBuck Multifase frente a la versión de una sola fase. Ambas con filtro de 4° orden. El rendimiento de ambos convertidores ronda el 90%, similar al obtenido por el MIBuck orginal.

Este ancho de banda ha sido extendido con la adición de una etapa lineal. Además, su funcionamiento ha sido probado en un entorno de comunicaciones real, y se ha podido ver que se cumple con los requisitos impuestos por los estándares EDGE y TETRA. Mediante una modificación de la operación del RF PA, descrita en la sección 1.1.2, resulta posible adaptarse a las exigencias del estándar de telefonía móvil WCDMA. Todas las soluciones propuestas presentan un rendimiento energético competitivo (una PAE alrededor del 66 % en el caso de EDGE y TETRA y alrededor del 34 % para WCDMA).

### 5.3. Publicaciones

El trabajo realizado en esta tesis ha sido difundido, hasta la fecha de depósito de la presente tesis, mediante las siguientes publicaciones:

- Revista Internacional
  - Miaja, P.F.; Rodriguez, M.; Rodriguez, A.; Sebastian, J.; A Linear Assisted DC/DC Converter for Envelope Tracking and Envelope Elimination and Restoration Applications. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.27, no.7, pp.3302-3309, Julio 2012
- Congresos Internacionales
  - Miaja, P.F.; Rodriguez, M.; Rodriguez, A.; Sebastian, J.; Enhancements of the Multiple Input Buck Converter used for Envelope Tracking Applications by Improved Output Filter Design and Multiphase Operation. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 12-16 Septiembre 2012
  - 2. Miaja, P.F.; Rodriguez, M.; Rodriguez, A.; Sebastian, J.; Enhancing the Bandwidth of the Multiple Input Buck Converter by

means of filter design. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition Europe (EPE) 2012, 12-16 Septiembre 2012

- Miaja, P.F.; Rodriguez, M.; Rodriguez, A.; Sebastian, J.; A linear assisted DC/DC converter for Envelope Tracking and Envelope Elimination and Restoration applications. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.3825-3832, 12-16 Septiembre 2010
- Miaja, P.F.; Rodriguez, M.; Rodriguez, A.; Sebastian, J.; Approximation of envelopes of telecommunication signals to be used in Envelope Tracking techniques. IEEE 12th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 28-30 Junio 2010
- Congresos nacionales
  - Transmisor Polar en UHF integrando un Modulador de Envolvente Conmutado asistido por Etapa Lineal y un Amplificador Clase E a GaN HEMT. P.F. Miaja, J. Sebastián, J.A. García, R. Marante. URSI 2012.
  - Mejoras del Multiple Input Buck Converter: Optimización del filtro de salida y operación en multifase para aplicaciones de Seguimiento de Envolvente. P.F. Miaja, M. Rodríguez, A. Rodríguez, J. Sebastián. SAAEI 2012.
  - Aproximación de Envolventes para Señales de Telecomunicación para ser usadas en Técnicas de Seguimiento de Envolvente. P.F. Miaja, M. Rodríguez, A.Vázquez, A.Rodríguez, J.Sebastián SAAEI 2011.
  - Convertidor Continua-Continua asistido linealmente para aplicaciones de Envelope Tracking. P.F. Miaja, M. Rodríguez, A. Rodríguez, J. Sebastián. URSI 2011.
  - Propuesta de convertidor CC/CC asistido linealmente para ET y EER. P.F. Miaja, M. Rodríguez, A. Rodríguez, J. Sebastián. SAAEI 2010.

### 5.4. Trabajos Futuros

Esta tesis doctoral es la segunda que se realiza en temas de ET y EER dentro del Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación de la Universidad de Oviedo. Como tal complementa los resultados de [18], intentando mejorar ciertos aspectos que no habían sido contemplados en ella. No obstante, se pueden plantear las siguientes lineas de investigación como continuación de ambos trabajos:

- Mejora de las transiciones en la conexión con la etapa lineal: La conexión con una etapa lineal presentada en este trabajo permite incrementar notablemente el ancho de banda del modulador de envolvente. No obstante, el funcionamiento del combinador limita la carga de las bobinas de la etapa conmutada, lo que obliga a que la etapa lineal aporte más potencia de la que sería necesaria. Un sistema de control que optimice este aspecto representaría una mejora interesante respecto a la solución presentada.
- Comportamiento de los filtros: El diseño de los filtros, presentado en el capítulo 2 representa una mejora interesante en cuanto al ancho de banda en lazo abierto del convertidor. No obstante, el uso de estos filtros con los lazos de control del convertidor presenta interesantes problemas debido al desfase que introducen los elementos reactivos. Su estudio con el objetivo de determinar cómo deberían ser los lazos de realimentación a usar es otra posible linea de investigación futura. Otra linea de trabajo también relacionada con los filtros sería estudiar su funcionamiento ante cargas variables, ya que los filtros se diseñan para una carga fija, que puede cambiar durante la operación del sistema.
- Incremento de la frecuencia de conmutación: Pese a que un mejor diseño del filtro permite incrementar el ancho de banda del convertidor, manteniendo la frecuencia de conmutación, la demanda de altos slew-rates de las envolventes de comunicaciones es mucho mayor que el valor alcanzado. Para solventar ese problema resulta necesario incrementar la frecuencia de conmutación. Ello obliga a una nueva implementación del modulador de ancho de pulso y, tal vez, unos nuevos semiconductores de potencia. Otros sistemas de control diferentes del PWM podrían ser interesantes, por ejemplo el Σ Δ. El incremento de la frecuencia de conmutación, o incrementos en las potencias manejadas, puede llevar aparejados el uso de dispositivos electrónicos que empleen nuevos materiales semiconductores, como el Nitruro de Galio (GaN). El empleo de estos dispositivos constituye un reto en sí mismo. Entre las tareas que implica la sustitución de los semiconductores se encuentra el rediseño de los drivers de estos dispositivos.
- Integración con un RF PA: Aunque en la sección 4.5 se muestran resultados sobre un sistema de comunicaciones real, resulta necesario lograr una mayor integración con el mismo. En primer lugar sería conveniente cuantificar qué carga representa el RF PA para el convertidor. Este problema parece solucionado en el caso de que el RF PA opere en clase E en la configuración de Transmisor Polar. No lo parece tanto en el caso de que se opere en un sistema híbrido. Por otro lado, y con objeto de mejorar la calidad de la señal final, sería interesante aplicar técnicas de predistorsión a la señal de envolvente, con el objeto de

Financiación del trabajo

corregir las no-idealidades del sistema. Finalmente, la adaptación de la etapa de potencia a las necesidades del RF PA puede redundar en un mejor rendimiento de la misma.

# 5.5. Financiación del trabajo

La realización de este trabajo ha sido financiado por el proyecto TEC-2007-66917 del Ministerio de Ciencia e Innovación y la ayuda Predoctoral de Formación de Personal Investigador BES-2008-002390.

# Apéndices

# Apéndice A

# Aproximación de formas de onda de envolvente

## A.1. Introducción

Como se ha podido leer en este documento, la técnica *Envelope Tracking* permite incrementar de forma sustancial la eficiencia de los RF PA. Sin embargo, para poder aplicarla es necesario construir moduladores de envolvente capaces de reproducir las envolventes de las señales de comunicaciones. Este ancho de banda puede ser muy considerable, y de hecho esta tesis versa sobre como extender el ancho de banda del convertidor para alcanzar el requerido por las señales empleadas en algunos estándares de comunicaciones.

No obstante, resulta posible calcular aproximaciones de estas envolventes de modo que su ancho de banda quede contenido dentro de las capacidades del convertidor. Esta misma idea ha sido explotada también por [10,11]. La única condición es que la tensión obtenida mediante esta aproximación debe siempre ser mayor o igual a la señal original. En este trabajo se ha aplicado un método similar a los convertidores desarrollados en [18].

## A.2. Desarrollo teórico

Aunque la señal de envolvente, E(t) tiene un gran ancho de banda, la mayor parte de la energía se sitúa cerca de la componente continua. De esta manera una versión paso-bajo de la envolvente, con ancho de banda suficiente, puede aproximar E(t) con un error pequeño.

La principal característica de E(t) es que es estrictamente positiva. Esto implica que la componente de continua es mayor que la suma de todos los armónicos superiores. Es decir:

$$E(t) = E_{DC} + E_{AC}(t) \Rightarrow E_{DC} \ge E_{AC}(t). \tag{A.1}$$

Además se cumple que los armónicos superiores son también menores que los armónicos de menor frecuencia.

Desde un punto de vista del error cometido al aproximar la señal E(t) por la señal  $\tilde{E}(t)$ , la mejor aproximación sería que  $\tilde{E}(t)$  fuera la versión paso-bajo de E(t). No obstante, esto no garantiza que la señal  $\tilde{E}(t)$  esté por encima de E(t). Para cumplir esta condición fundamental la señal  $\tilde{E}(t)$  debe crecer más rápido que la versión pasobajo de E(t) y decrecer más lentamente. Este es un comportamiento no lineal que se explica en esta sección.

Este comportamiento no-lineal será implementado de manera digital, por lo que de aquí en adelante se usará la notación E[n], donde E[n] es una versión adecuadamente muestreada de E(t). El sistema producirá una señal  $\tilde{E}[n]$  que actuará como referencia del modulador de envolvente.

El primer paso para calcular la aproximación es determinar si E[n] tiene una pendiente positiva o negativa. Esto se hace calculando la diferencia entre la señal E[n] y una versión retardada E[n-d]. Si el resultado de E[n] - E[n-d] es positivo el resultado es escalado un factor k y sumado a la señal original E[n]. De este modo si la señal crece, es decir tiene una pendiente positiva, la señal  $\tilde{E'}[n]$  será:

$$\tilde{E}'[n] = E[n] + k \cdot E[n] - k \cdot E[n-d], \qquad (A.2)$$

aplicando la transformada z a esta ecuación se obtiene:

$$\tilde{E}'(z) = E(z) + k \cdot E(z) - k \cdot z^{-d} E(z).$$
(A.3)

Así que la función de transferencia entre  $\tilde{E}'[n]$  y E[n] será:

$$\frac{\ddot{E}'(z)}{E(z)} = (1+k) - k \cdot z^{-d}$$
(A.4)

El efecto de esta función de transferencia es incrementar la amplitud de los armónicos que provocan que la señal E[n] crezca, obteniendo una señal  $E^{\tilde{i}}[n]$  que crece más rápido de la original.

En el caso de que E[n] decrezca los armónicos provocan que la señal decrezca, así que reduciendo su amplitud se limita la velocidad con la que la aproximación decrece. La función de transferencia en este caso es:

$$\frac{E'(z)}{E(z)} = (1-k) + k \cdot z^{-d},$$
(A.5)

Desarrollo teórico

que en forma de función de transferencia es:

$$\tilde{E}'[n] = E[n] - k \cdot E[n] + k \cdot E[n-d].$$
(A.6)

De forma resumida ambas ecuaciones se pueden expresar asi:

$$\tilde{E'}[n] = \begin{cases} E[n] + k \cdot E[n] - k \cdot E[n-d], \\ \text{if } E[n] - E[n-d] \ge 0 \\ E[n] - k \cdot E[n] + k \cdot E[n-d], \\ \text{if } E[n] - E[n-d] \le 0, \end{cases}$$
(A.7)

o su equivalente:

$$\tilde{E}'[n] = E[n] + k \cdot |E[n] - E[n-d]|.$$
 (A.8)

El comportamiento no lineal viene determinado por el valor absoluto de la ecuación A.8.

Finalmente la aproximación  $\tilde{E}[n]$  será una versión paso-bajo de  $\tilde{E}'[n]$ más una componente de continua que permite tener en cuenta los armónicos rechazados, de acuerdo con la expresión:

$$\tilde{E}[n] = \{E[n] + k \cdot |E[n] - E[n-d]| + A_{DC}\} * F[n],$$
(A.9)

donde F[n] es un filtro paso-bajo con una frecuencia de corte menor que la máxima que puede reproducir el modulador de envolvente.

El sistema completo puede verse en la figura A.1. En ella se representa el espectro de la aproximación y la envolvente original en cada etapa del proceso. En la figura A.1a se muestra lo que ocurre cuando la envolvente crece, por lo que la amplitud de todos los armónicos es amplificada obteniendo  $\tilde{E}'[n]$ . También en la misma figura se muestra lo que ocurre cuando la envolvente decrece. Puede verse cómo los armónicos son menores que el original. La figura A.1b representa el sistema empleado para calcular  $\tilde{E}'[n]$ . A lo largo de este trabajo se le conocerá como *filtro aproximador*.





Figura A.1: (a) Comportamiento del sistema sobre los armónicos (b) Filtro aproximador

### A.2.1. Ejemplo

Para clarificar la sección anterior se presenta un ejemplo, aproximando la siguiente señal E[n]:

$$E[n] = A + \frac{3 \cdot A}{4} \cos(\omega_1 \cdot n) + \frac{A}{4} \cos(\omega_2 \cdot n)$$
(A.10)

donde  $\omega_1$  se encuentra por debajo de la frecuencia de corte del filtro y  $\omega_2$  por encima. El mínimo valor de E[n] es 0. Aplicando la ecuación A.2 y reordenando los términos se obtiene:

Desarrollo teórico

$$\tilde{E}'[n] = A + \frac{3 \cdot A}{4} \left[ (1 + k + \cos(\omega_1 \cdot d)) \cos(\omega_1 \cdot n) + \sin(\omega_1 \cdot d) \cdot \sin(\omega_1 \cdot n) \right] + \frac{A}{4} \left[ (1 + k + \cos(\omega_2 \cdot d)) \cdot \cos(\omega_2 \cdot n) + \sin(\omega_2 \cdot d) \cdot \sin(\omega_2 \cdot n) \right]$$
(A.11)

Tras el filtro pasa-bajos y añadiendo una componente de continua de la misma amplitud que el armónico rechazado. La componente de continua puede ser calculada de otra manera, como se discute en la sección A.3.2:

$$\tilde{E}[n] = A(1+\frac{1}{4}) + \frac{3 \cdot A}{4} \left[ (1+k+\cos(\omega_1 \cdot d))\cos(\omega_1 \cdot n) + \sin(\omega_1 \cdot d) \cdot \sin(\omega_1 \cdot n) \right]$$
(A.12)

Esto se aplica solamente cuando la pendiente de la envolvente es positiva. Cuando esta pendiente es negativa, tras aplicar A.6, el filtrado y el cambio de la componente de continua la aproximación  $\tilde{E}[n]$  pasa a ser:

$$\tilde{E}[n] = A(1 + \frac{1}{4}) + \frac{3 \cdot A}{4} \left[ (1 - k - \cos(\omega_1 \cdot d)) \cos(\omega_1 \cdot n) - \sin(\omega_1 \cdot d) \cdot \sin(\omega_1 \cdot n) \right]$$
(A.13)

Como puede verse en la ecuación A.12 cuando la envolvente crece el armónico se refuerza, haciendo que la envolvente crezca más rápido que la versión paso-bajo de la envolvente. Cuando la envolvente es negativa(ecuación A.13), el peso de los armónicos se reducen y la pendiente descendente es menor. En la figura A.2 puede verse una simulación del ejemplo descrito, la aproximación crece más rápido y decrece más lentamente que la versión pasobajo de la envolvente, sin que en ningún momento se cruce con la envolvente, que es la condición que se pretende mantener.



Figura A.2: Resultado de la aproximación del ejemplo

### A.3. Cálculo de los coeficientes

### A.3.1. Método teórico

Como se describe en la sección 2.2 el funcionamiento de los sistemas depende de  $d \ge k$ . En esta sección se presenta un método teórico para calcular estos coeficientes.

En primer lugar se define la Densidad Espectral de Potencia Power Spectral Density (PSD) de la señal x[n] como:

$$S_x(\omega) = \left|\sum_{l=1}^n x[l]e^{j\omega l}\right|^2,\tag{A.14}$$

donde n es la longitud de la señal x. Por tanto, la potencia de la señal de x[n], siendo x[n] real, será:

$$P_x = 2 \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi S_x(\omega) d\omega = 2 \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi \left| \sum_{l=1}^n x[l] e^{j\omega l} \right|^2 d\omega.$$
(A.15)

De acuerdo con la ecuación A.9 la PSD de  $\tilde{E'}[n]$  será:

$$S_{\tilde{E}'}(\omega) = \left| \sum_{l=1}^{n} \tilde{E}'[l] e^{j\omega l} \right|^2 = \left| \sum_{l=1}^{n} (E[l] + k |E[l] - E[l-d]|) e^{j\omega l} \right|^2.$$
(A.16)

La Transformada Discreta de Fourier, incluida en la ecuación A.16, puede ser reordenada como sigue:

$$\sum_{l=1}^{n} (E[l] + k |E[l] - E[l - d]|) e^{j\omega l} = \dots \sum_{l=n_{p0}}^{n_{p1}} [E[l] + k \cdot (E[l] - E[l - d])] e^{j\omega l} + \sum_{l=n_{p1}}^{n_{n1}} [E[l] - k \cdot (E[l] - E[l - d])] e^{j\omega l} + \dots \quad (A.17)$$

donde el intervalo  $[n_{p0} - n_{p1}]$  representa la parte de la señal E[n] con una pendiente positiva y el intervalo  $[n_{p1} - n_{n1}]$  con una pendiente negativa. Es importante destacar que (E[l] - E[l - d]) estará limitada por la máxima variación de E[n], de este modo:

$$\left|\sum_{l=n_{p0}}^{n_{p1}} \left[E[l] + k \cdot (E[l] - E[l - d])\right] e^{j\omega l}\right|^{2} \leq \left|\sum_{l=n_{p0}}^{n_{p1}} \left[E[l] + k \cdot A_{pos}\right] e^{j\omega l}\right|^{2} \quad (A.18)$$

$$\left|\sum_{l=n_{p1}}^{n_{n1}} [E[l] - k \cdot (E[l] - E[l - d])] e^{j\omega l}\right|^{2} \leq \left|\sum_{l=n_{p0}}^{n_{p1}} [E[l] + k \cdot A_{neg}] e^{j\omega l}\right|^{2}$$
(A.19)

siendo  $A_{pos}$  la mayor pendiente positiva en el intervalo  $[n_{p0} - n_{p1}]$  y  $A_{neg}$  la máxima pendiente negativa en el intervalo  $[n_{p1} - n_{n1}]$ . Estos están limitados por E[n] y por el parámetro d de acuerdo con la expresión:

$$A_{max} = max(|E[n] - E[n - d]|)$$
 (A.20)

Por tanto la PSD de  $\tilde{E}'[n]$  tendrá un límite superior que es:

$$S_{\tilde{E'}}(\omega) \le \left|\sum_{l=1}^{n} (E[l] + k \cdot A_{max}) e^{j\omega l}\right|^2 \tag{A.21}$$

Y la potencia total de la señal  $\tilde{E}[n]$  está limitada por:

$$P_{\tilde{E}} \le 2 \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\omega_{off}} \left| \sum_{l=1}^n (E[l] + k \cdot A_{max}) e^{j\omega l} \right|^2 d\omega$$
(A.22)

donde  $\omega_{off}$  es la frecuencia de corte del filtro paso-bajo. Esto es correcto, suponiendo que el filtro es ideal y por tanto rechaza perfectamente todas las componentes frecuenciales por encima de  $\omega_{off}$ . La aproximación hecha en la ecuación A.21 y A.22 asume que la señal  $\tilde{E}'[n]$  es realmente la señal E[n] más una componente continua que es igual a  $k \cdot A_{max}$ . Como  $A_{max}$  puede ser muy grande, aunque ocurra muy pocas veces dentro de la transmisión de la señal, esta aproximación tiende a sobreestimar la potencia de  $\tilde{E}[n]$ . Sustituir la ecuación A.20 por la media de |E[n] - E[n-d]| puede en algunas ocasiones llevar a una mejor aproximación.

Siguiendo con el proceso de la aproximación la ecuación A.22 lleva a:

$$P_{\tilde{E}} \le 2\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\omega_{off}} \left| \sum_{l=1}^n E[l] e^{j\omega l} + \sum_{l=1}^n (k \cdot A_{max}) e^{j\omega l} \right|^2 d\omega$$
(A.23)

Aplicando propiedades de la Transformada Discreta de Fourier  $\sum_{l=1}^{n} k \cdot A_{max} e^{j\omega l} = k \cdot A_{max} \cdot \delta(\omega)$ , donde  $\delta(\omega)$  es la función Delta de Dirac, se obtiene:

$$P_{\tilde{E}} \le 2\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\omega_{off}} \left| \sum_{l=1}^n E[l] e^{j\omega l} + k \cdot A_{max} \cdot \delta(\omega) \right|^2 d\omega$$
(A.24)

Utilizando la desigualdad de Cauchy-Schwarz a la ecuación A.24 lleva a un límite superior para  $P_{\tilde{E}}$  que es:

$$P_{\tilde{E}} \leq 2\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{0}^{\omega_{off}} \left( \left| \sum_{l=1}^{n} E[l] e^{j\omega l} \right| + \left| k \cdot A_{max} \cdot \delta(\omega) \right| \right)^{2} d\omega \quad (A.25)$$

Como  $k \cdot A_{max}$  es positiva y reordenando los términos se obtiene:

$$P_{\tilde{E}} \leq 2 \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{0}^{\omega_{off}} \left[ \left( \left| \sum_{l=1}^{n} E[l] e^{j\omega l} \right| \right)^{2} + (k \cdot A_{max})^{2} \cdot \delta(\omega) + 2 \cdot k \cdot A_{max} \delta(\omega) \left| \sum_{l=1}^{n} E[l] e^{j\omega l} \right| \right] d\omega \quad (A.26)$$

Teniendo en cuenta que  $\int_0^{\omega_{off}} \delta(\omega) \left| \sum_{l=1}^n E[l] e^{j\omega l} \right| d\omega = E_{DC}$  siendo  $E_{DC}$  la componente continua de E[n]. La expresión final de  $P_{\tilde{E}}$  es:

$$P_{\tilde{E}} \leq 2 \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{0}^{\omega_{off}} \left( \left| \sum_{l=1}^{n} E[l] e^{j\omega l} \right| \right)^{2} + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{2 \cdot \omega_{off}}{n} \left( k \cdot A_{max} \right)^{2} + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{4 \cdot k \cdot A_{max} \cdot E_{DC}}{n} \quad (A.27)$$

Como  $\tilde{E}[n]$  tiene siempre que ser superior a E[n] entonces  $P_{\tilde{E}Max}$  tiene que ser mayor que E[n],  $P_E$ , así que:

$$2 \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{0}^{\omega_{off}} \left( \left| \sum_{l=1}^{n} E[l] e^{j\omega l} \right| \right)^{2} + 2 \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \omega_{off} \left( k \cdot A_{max} \right)^{2} + 4 \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot k \cdot A_{max} \cdot E_{DC} \geq 2 \cdot \int_{0}^{\pi} \frac{1}{2\pi} \cdot \left( \left| \sum_{l=1}^{n} E[l] e^{j\omega l} \right| \right)^{2}$$
(A.28)

Reordenando términos:

$$\omega_{off} \left(k \cdot A_{max}\right)^2 + 2 \cdot k \cdot A_{max} \cdot E_{DC} \ge \int_{\omega_{off}}^{\pi} \left( \left| \sum_{l=1}^n E[l] e^{j\omega l} \right| \right)^2 \quad (A.29)$$

Teniendo en cuenta las aproximaciones hechas en esta sección, el enfoque propuesto establece un límite inferior para el parámetro k. Como se ha comentado anteriormente, la aproximación sobreestima la potencia de  $\tilde{E}[n]$ . El balance de potencias mostrado en la ecuación A.29 lleva a valores de k suficientemente grandes como para que la potencia de  $\tilde{E}[n]$  esté por encima de la potencia de E[n]. Sin embargo, como la potencia de  $\tilde{E}[n]$  puede estar muy por debajo de la estimada, el valor de k calculado puede ser menor que el obtenido por simulación.

### A.3.2. Algoritmo para calcular los coeficientes

Aunque el proceso descrito en la sección anterior resulta adecuado para entender el comportamiento del sistema, no refleja algún efecto presente en el mismo, como la no idealidad de los filtros, las diferencias en la alineación temporal de la envolvente real y la aproximada y la precisión en la estima de la potencia de  $\tilde{E}[n]$ . Para tener en cuenta estos efectos es necesario recurrir al uso de simulaciones. Un algoritmo sencillo para estimar los parámetros necesarios para generar la señal  $\tilde{E}[n]$  a partir de a señal E[n] se presenta en esta sección:

- 1. El parámetro d se elige para calcular la diferencia a corto plazo, así que se elige un valor pequeño. Para las aplicaciones probadas se ha comprobado que d = 2 funciona bien.
- 2. Inicialmente se fija k = 0 y se calcula E[n], en este momento E[n] es una versión pasobajo de E[n].

- 3. Se calcula la PSD de E[n] y se integra para obtener la potencia E[n].
- 4. Se calcula la potencia de  $\tilde{E}[n]$  a través de la PSD como en el paso 3.
- 5. Si la potencia de  $\tilde{E}[n]$  es menor que la potencia de E[n] se incrementa k y se repite el paso 4.
- 6. Una vez que la potencia de  $\tilde{E}[n]$  es mayor o igual que la potencia de E[n] se añade un valor de componente continua calculado a partir del mayor valor positivo de  $E[n] \tilde{E}[n]$ . Esto permite salvar alguno de los picos de E[n].

Puede argumentarse que un cálculo basado en la simulación con señales de test puede llevar al cálculo de parámetros que funcionan bien con estas señales y pueden fallar con otras. No obstante, este enfoque ha sido también utilizado por [11]. Por otro lado una muestra suficientemente larga de las señales de los estándares de comunicaciones puede representar fielmente cualquier señal perteneciente al mismo estándar. Para comprobar la validez de este enfoque, los parámetros del sistema han sido calculados usando unas señales de test y probados con otras, ambas pertenecientes al mismo estándar de comunicaciones.

### A.3.3. Implementación del algoritmo y simulaciones

Para este trabajo el algoritmo ha sido implementado en MATLAB. El cálculo de la señal  $\tilde{E}[n]$  ha sido realizado mediante Xilinx System Generator. Es importante destacar que los modelos diseñados con Xilinx System Generator son luego implementados directamente en la FPGA del sistema de control de los moduladores de envolvente. En la implementación propuesta los parámetros son primero calculados en un PC y después programados en la FPGA del sistema de control. Un sistema en el que solamente se emplease la FPGA sería mucho más adecuado, ya que no requeriría del entrenamiento previo.

Para el entrenamiento y el test se ha empleado la envolvente de una señal del estándar WCDMA. Después de ajustar el coeficiente k, la diferencia d y el valor de continua se simula el resultado con otra envolvente del mismo estándar. Los resultados de dicha simulación pueden verse en la figura A.3a. La forma de onda calculada presenta muchas menos variaciones abruptas, revelando la ausencia de componentes espectrales de alta frecuencia. Puede verse cómo siempre está por encima de la envolvente real, como era requerido.

Cálculo de los coeficientes

La PSD de la envolvente WCDMA original y de su aproximación se muestran en la figura A.3b. Puede verse cómo el ancho de banda de la aproximación es claramente menor, mientras que la potencia a los armónicos de baja frecuencia es bastante mayor.



Figura A.3: (a) Simulación con una señal de envolvente de WCDMA (b) Densidad espectral de potencia de la envolvente de WCDMA y de su aproximación

### A.4. Resultados experimentales

El sistema descrito en esta sección fue programado en una FPGA Xilinx Virtex 4 FPGA, mediante *System Generator*. Éste sistema de control fue aplicado al MIBuck descrito en [18]. Este tiene un ancho de banda de unos 300 kHz, por la aproximación de la envolvente de la señal WCDMA estará limitada a este ancho de banda.

La envolvente original es reproducida mediante un generador de señales integrado en un PC e introducida en la FPGA mediante el sistema de conversores descrito en la sección 4.1.1. Con esta información la FPGA calcula la aproximación que es reproducida por el MIBuck. Como referencia la FPGA también reproduce mediante el conversor digital-analógico descrito en la sección 4.1.1 la envolvente original. Esta tensión es amplificada con un amplificador lineal, de hecho el mismo que el de la sección 3.2.2, de modo que presente unos valores de tensión similares a los de la etapa conmutada. Los resultados se muestran en la figura A.4. Puede verse cómo el MIBuck sigue la referencia pero siempre manteniéndose por encima de ella. Debido a la diferencia entre el ancho de banda entre el MIBuck y la envolvente WCDMA esta aproximación resulta muy burda. El MIBuck es capaz de reproducir esta forma de onda sobre una carga de 7 $\Omega$  con un rendimiento del 93%.

Este control puede ser adaptado a diferentes tipos de convertidores CC/CC funcionando como moduladores de envolvente. En [18] se ha presentado también un convertidor reductor multifase optimizado para transiciones rápidas. En concreto es capaz de generar tensiones con muy poco rizado sin la necesidad de un condensador de filtrado. Este sistema de control permite aproximar la tension de salida con los escalones que es capaz de reproducir este convertidor, utilizando los bits más altos de la aproximación. En la figura A.5 se muestran los resultados al reproducir la envolvente de una señal de envolvente del esándar EDGE. Pese a que el ancho de banda de esta última es mucho menor que el de la WCDMA, se ha decidido usar esta para poder visualizar correctamente los escalones. El rendimiento del convertidor es del 94% reproduciendo esta señal sobre una carga de 1 $\Omega$ 



Figura A.4: Resultados con el MIBuck y la envolvente de la WCDMA



Figura A.5: Resultados con el convertidor multifase y la envolvente del estándar EDGE

Conclusiones

# A.5. Conclusiones

El sistema descrito en esta sección permite aproximar las envolventes de comunicaciones de diversos estándares de modo que puedan ser reproducidas por un convertidor CC/CC de dinámica limitada. Pese a que esta es una solución subóptima comparada con ET tradicional, EER o un sistema híbrido puede resultar de interés para intentar trabajar con señales con un ancho de banda muy superior al obtenido por los convertidores CC/CC para estas aplicaciones. Incluso para los asistidos por etapas lineales. No obstante no se ha comprobado que beneficio se obtiene usando esta técnica sobre un RF PA. Sin embargo tanto [10] como [11] reportan buenos resultados utilizando sus aproximaciones. Apéndice A: Aproximación de formas de onda de envolvente

# Bibliografía

- P. Lavrador, T. Cunha, P. Cabral, and J. Pedro, "The linearityefficiency compromise," *Microwave Magazine*, *IEEE*, vol. 11, pp. 44 -58, aug. 2010.
- [2] *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, 2006.
- [3] J. Hendy, "Solving the 4g portfolio management headache high efficiency, broadband multimode pa platforms," tech. rep., Nujira LTD, 2010.
- [4] F. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. Kenington, Z. Popovic, N. Pothecary, J. Sevic, and N. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for rf and microwave," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 814–826, mar 2002.
- [5] S. Boumaiza, "Advanced techniques for enhancing wireless rf transmitters' power efficiency," in *Microelectronics*, 2008. ICM 2008. International Conference on, pp. 68–73, dec. 2008.
- [6] L. Kahn, "Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration," *Proceedings of the IRE*, vol. 40, pp. 803–806, july 1952.
- [7] H. Chireix, "High power outphasing modulation," Proceedings of the Institute of Radio Engineers, vol. 23, pp. 1370 – 1392, nov. 1935.
- [8] F. Raab, "Intermodulation distortion in kahn-technique transmitters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 2273 –2278, dec 1996.
- [9] J. Pedro, J. Garcia, and P. Cabral, "Nonlinear distortion analysis of polar transmitters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 2757 –2765, dec. 2007.
- [10] G. Montoro, P. Gilabert, P. Vizarreta, and E. Bertran, "Slew-rate limited envelopes for driving envelope tracking amplifiers," in *Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR), 2011 IEEE Topical Conference on*, pp. 17–20, jan. 2011.

- [11] J. Jeong, D. Kimball, M. Kwak, C. Hsia, P. Draxler, and P. Asbeck, "Wideband envelope tracking power amplifiers with reduced bandwidth power supply waveforms and adaptive digital predistortion techniques," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 3307 –3314, dec. 2009.
- F. Raab, "Drive modulation in kahn-technique transmitters," in *Microwave Symposium Digest*, 1999 IEEE MTT-S International, vol. 2, pp. 811 –814 vol.2, 1999.
- [13] J. Hoversten and Z. Popovic, "System considerations for efficient and linear supply modulated rf transmitters," in *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2010 IEEE 12th Workshop on*, pp. 1 -8, june 2010.
- [14] F. Raab, B. Sigmon, R. Myers, and R. Jackson, "L-band transmitter using kahn eer technique," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 2220 –2225, dec 1998.
- [15] A. Gimeno, Linearization of high efficiency amplifiers by means of Envelope Elimination and Restoration (EER. PhD thesis, Universidad Politécnica de Madrid, 2010.
- [16] M. Hoyerby and M. Andersen, "Ultrafast tracking power supply with fourth-order output filter and fixed-frequency hysteretic control," *Pow*er Electronics, IEEE Transactions on, vol. 23, pp. 2387 –2398, sept. 2008.
- [17] Ortega, "Design of envelope amplifier based on interleaved multiphase buck converter with minimum time control for rf application," in Seminario Anual de Ingeniería Eléctrica Electrónica y Automática, Jul. 2011.
- [18] M. Rodríguez, Convertidores Continua/Continua para la mejora del rendimiento de amplificadores lineales de radiofrecuencia mediante técnicas seguimiento de envolvente. PhD thesis, Universidad de Oviedo, 2011.
- [19] A. Soto, J. Oliver, J. Cobos, J. Cezon, and F. Arevalo, "Power supply for a radio transmitter with modulated supply voltage," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE, vol. 1, pp. 392 – 398 Vol.1, 2004.
- [20] M. Norris and D. Maksimovic, "10 mhz large signal bandwidth, 95% efficient power supply for 3g-4g cell phone base stations," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, pp. 7–13, feb. 2012.

- [21] V. Yousefzadeh, E. Alarcon, and D. Maksimovic, "Three-level buck converter for envelope tracking applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 549 – 552, march 2006.
- [22] H. Huang, J. Bao, and L. Zhang, "A mash-controlled multilevel power converter for high-efficiency rf transmitters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 1205 –1214, april 2011.
- [23] M. Hoyerby and M. Andersen, "High-bandwidth, high-efficiency envelope tracking power supply for 40w rf power amplifier using paralleled bandpass current sources," in *Power Electronics Specialists Conference*, 2005. PESC '05. IEEE 36th, pp. 2804 –2809, june 2005.
- [24] R. Marante, M. Ruiz, N. Rizo, L. Cabria, and J. A. García, "A uhf class e2 dc/dc converter using gan hemts," in *Microwave Symposium Digest, 2012. MTT '12. IEEE MTT-S International*, pp. 3266 –3269, june 2012.
- [25] W. Cantrell and W. Davis, "Amplitude modulator utilizing a high-q class-e dc-dc converter," in *Microwave Symposium Digest*, 2003 IEEE MTT-S International, vol. 3, pp. 1721 – 1724 vol.3, june 2003.
- [26] R. Paul and D. Maksimovic, "Smooth transition and ripple reduction in 4-switch non-inverting buck-boost power converter for wcdma rf power amplifier," in *Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on*, pp. 3266 –3269, may 2008.
- [27] P. Midya, K. Haddad, and M. Miller, "Buck or boost tracking power converter," *Power Electronics Letters, IEEE*, vol. 2, pp. 131 – 134, dec. 2004.
- [28] B. Sahu and G. Rincon-Mora, "A high-efficiency linear rf power amplifier with a power-tracking dynamically adaptive buck-boost supply," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 112 – 120, jan. 2004.
- [29] M. Vasic, O. Garcia, J. Oliver, P. Alou, D. Diaz, and J. Cobos, "Multilevel power supply for high-efficiency rf amplifiers," *Power Electronics*, *IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 1078 –1089, april 2010.
- [30] P. Cheng, M. Vasic, O. Garcia, J. Oliver, P. Alou, and J. Cobos, "Design of envelope amplifier based on interleaved multiphase buck converter with minimum time control for rf application," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2011 IEEE, pp. 1279–1283, sept. 2011.

- [31] V. Yousefzadeh, E. Alarcon, and D. Maksimovic, "Band separation and efficiency optimization in linear-assisted switching power amplifiers," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp. 1 – 7, june 2006.
- [32] F. Wang, D. Kimball, J. Popp, A. Yang, D. Lie, P. Asbeck, and L. Larson, "An improved power-added efficiency 19-dbm hybrid envelope elimination and restoration power amplifier for 802.11g whan applications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 4086 –4099, dec. 2006.
- [33] C. Hsia, A. Zhu, J. Yan, P. Draxler, D. Kimball, S. Lanfranco, and P. Asbeck, "Digitally assisted dual-switch high-efficiency envelope amplifier for envelope-tracking base-station power amplifiers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 2943–2952, nov. 2011.
- [34] R. Ericksson and D. Macsimović, Fundamentals of Power Electronics. Springer, 2001.
- [35] G. Temes and J. LaPatra, Introduction to Circuit Synthesis and Design. McGraw-Hill Book Company, 1977.
- [36] Electronics engineers' handbook. IEEE Press, 1996.
- [37] S. Cuk and R. Middlebrook, "A general unified approach to modelling switching dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 36–57, 1977.
- [38] X. Zhou, P.-L. Wong, P. Xu, F. Lee, and A. Huang, "Investigation of candidate vrm topologies for future microprocessors," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 1172 –1182, nov 2000.
- [39] N. Sokal and A. Sokal, "Class e-a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 10, pp. 168 – 176, jun 1975.