

Universidad de Oviedo

**Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de
Computadores y Sistemas**

**Programa de doctorado: “Control de procesos, electrónica industrial
e ingeniería eléctrica (Mención de calidad)”**

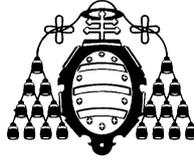
**ANÁLISIS DE ARQUITECTURAS MULTIPUERTO
PARA LA ALIMENTACIÓN DE SISTEMAS
ELECTRÓNICOS CON MÚLTIPLES FLUJOS DE
ENERGÍA**

TESIS DOCTORAL

POR

Alberto Rodríguez Alonso

JULIO 2013



Universidad de Oviedo

**Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de
Computadores y Sistemas**

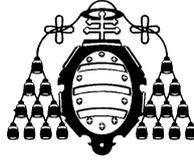
**ANÁLISIS DE ARQUITECTURAS MULTIPUERTO
PARA LA ALIMENTACIÓN DE SISTEMAS
ELECTRÓNICOS CON MÚLTIPLES FLUJOS DE
ENERGÍA**

TESIS DOCTORAL

POR

Alberto Rodríguez Alonso

JULIO 2013



Universidad de Oviedo

**Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de
Computadores y Sistemas**

**ANÁLISIS DE ARQUITECTURAS MULTIPUERTO
PARA LA ALIMENTACIÓN DE SISTEMAS
ELECTRÓNICOS CON MÚLTIPLES FLUJOS DE
ENERGÍA**

TESIS DOCTORAL POR

Alberto Rodríguez Alonso

DIRECTORES DE TESIS

Marta María Hernando Álvarez

Diego González Lamar

JULIO 2013

Tesis Doctoral

**ANÁLISIS DE ARQUITECTURAS MULTIPUERTO
PARA LA ALIMENTACIÓN DE SISTEMAS
ELECTRÓNICOS CON MÚLTIPLES FLUJOS DE
ENERGÍA**

por

Alberto Rodríguez Alonso

Presentada en el

**Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de
Computadores y Sistemas**

de la

Universidad de Oviedo

**Para la obtención del Grado de Doctor Ingeniero de
Telecomunicación**

GIJÓN, JULIO 2013

Tesis Doctoral

**ANÁLISIS DE ARQUITECTURAS MULTIPUERTO
PARA LA ALIMENTACIÓN DE SISTEMAS
ELECTRÓNICOS CON MÚLTIPLES FLUJOS DE
ENERGÍA**

Por

Alberto Rodríguez Alonso

Directores de Tesis

Marta María Hernando Álvarez

Diego González Lamar

Tribunal Calificador

Presidente: Javier Uceda Antolín

Secretario: Francisco Javier Sebastián Zúñiga

Vocal: Pablo Zumel Vaquero

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 SISTEMAS MULTIPUERTO	1
1.1.1 Ámbito de aplicación de los sistemas multipuerto	3
1.1.2 Algunos ejemplos más concretos del uso de los sistemas multipuerto	6
1.2 INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTIDORES BIDIRECCIONALES	10
1.2.1 Convertidores bidireccionales sin aislamiento	10
1.2.1.1 Familia de elevadores y reductores	10
1.2.1.2 Reductor-elevador bidireccional.....	11
1.2.1.3 Reductor elevador en cascada	12
1.2.1.4 Convertidores con cuatro elementos reactivos	13
1.2.1.5 Familia de convertidores cuasi-resonantes	14
1.2.2 Convertidores bidireccionales con aislamiento galvánico	16
1.2.2.1 Familia de combinaciones de puentes	16
1.2.2.2 Familia de puentes activos.....	17
1.2.2.3 Familia de convertidores resonantes.....	21
2 ESTUDIO DE UN SISTEMA DE ALIMENTACIÓN MULTIPUERTO	29
2.1 ÁMBITO Y RANGO DE APLICACIÓN DEL SISTEMA, CARGA Y MODOS DE OPERACIÓN	29
2.1.1 Ámbito de aplicación.....	29
2.1.2 Rango de aplicación	32
2.1.3 Carga y modos de operación	33
2.2 CONFIGURACIONES PROPUESTAS EN EL ÁMBITO DE APLICACIÓN	34
2.2.1 procedimiento para la comparativa	38
2.2.1.1 Análisis estático.....	40
2.2.1.2 Selección de semiconductores	41
2.2.1.3 Cálculo de pérdidas	42
2.2.1.4 Cálculo del disipador.....	43
2.2.1.5 Cálculo de los elementos magnéticos.....	43

2.2.1.6 Cálculo y optimización del condensador del filtro de salida.....	46
2.2.2 Ejemplo concreto para realizar la comparativa	47
2.2.2.1 Semiconductores.....	49
2.2.2.2 Elementos reactivos. Magnéticos y condensadores.....	50
2.2.2.3 Cálculo de pérdidas y disipador necesario	50
2.2.3 Resultados del análisis comparativo.....	52
3 ANALISIS DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL CON DOBLE PUENTE ACTIVO (DAB)	57
3.1 ANÁLISIS ESTÁTICO Y CONSIDERACIONES SOBRE RENDIMIENTO.....	58
3.1.1 Análisis estático.....	58
3.1.2 Consideraciones sobre el rendimiento. Compromiso de diseño entre rango de conmutación suave y corriente reactiva	63
3.1.3 Propuesta de diseño. Ejemplo	68
3.1.4 Simulaciones y resultados experimentales	70
3.2 ANÁLISIS DINÁMICO	75
3.2.1 Simulaciones y resultados experimentales	76
4 ESTRATEGIAS DE DISEÑO Y AMPLIACIÓN DEL RANGO DE CONMUTACIÓN SUAVE EN EL CONVERTIDOR DAB	85
4.1 ESTRATEGIAS DE DISEÑO.....	86
4.1.1 Diseño para el aumento del rango de ZVS.....	86
4.1.2 Diseño para el aumento del rendimiento a plena carga.....	88
4.1.3 Mapa de diseño considerando el efecto de los condensadores parasitos de salida de los transistores	90
4.1.4 Ejemplos de diseño.....	91
4.1.4.1 Diseño para el aumento del rango de ZVS.....	91
4.1.4.2 Diseño para el aumento del rendimiento a plena carga	92
4.1.5 Resultados experimentales	95
4.1.5.1 Especificaciones del setup experimental	95
4.1.5.2 Resultados experimentales de las dos estrategias de diseño presentadas.....	98
4.2 TÉCNICAS PARA EL INCREMENTO EN EL RANGO DE CONMUTACIÓN SUAVE.....	100
4.2.1 Técnicas utilizando un sólo módulo de DAB.....	101

4.2.1.1 Regulando la tensión de entrada. Tensión de salida fija	103
4.2.1.2 Regulando la tensión de salida. Tensión de entrada fija.	104
4.2.1.3 Modificando la relación de transformación. Tensión de salida y entrada fija.....	106
4.2.1.4 Encendiendo y apagando el control de los interruptores.....	106
4.2.1.5 Variando la frecuencia de conmutación.	108
4.2.1.6 Variando el valor de la inductancia de dispersión (L_k).	110
4.2.1.7 Resultados experimentales.	113
4.2.2 Técnicas mediante la modularización de DABs.....	118
4.2.2.1 Conexión de DABs en paralelo con diseños iguales	119
4.2.2.2 Conexión de DABs en paralelo con diseños distintos.....	121
4.2.2.3 Diseño para determinados perfiles de potencia.	124
4.2.2.4 Recirculación de la corriente para mantener una corriente mínima y ZVS.....	127
4.2.2.5 Conexión de DABs en paralelo a la entrada y en serie en la salida.	129
4.2.2.6 Resultados experimentales	131
4.2.3 Técnicas de mejora de funcionamiento de los circuitos de mando del DAB para los puntos de operación sin ZVS.....	134
4.2.3.1 Filtrado de la señal de puerta de los interruptores	135
4.2.3.2 Uso de tensiones negativas en la señal de puerta de los interruptores	137
5 DAB CON SEMICONDUCTORES DE BANDA PROHIBIDA ANCHA	141
5.1 SEMICONDUCTORES DE BANDA PROHIBIDA ANCHA	141
5.2 DAB CON SEMICONDUCTORES DE GAN	144
5.2.1 Semiconductores de GaN	144
5.2.2 Dispositivos de GaN disponibles en el mercado	146
5.2.3 Campo de aplicación de un DAB con GaN.....	147
5.2.4 Propuesta de diseño de un DAB con GaN	149
5.2.5 Resultados experimentales	154
5.2.6 Conclusiones	157
5.3 DAB CON SEMICONDUCTORES DE SiC	158
5.3.1 Semiconductores de SiC.....	158
5.3.2 Dispositivos de SiC disponibles en el mercado.....	159
5.3.3 Campo de aplicación de un DAB de SiC	160
5.3.4 Propuesta de diseño de un DAB con SiC.....	161
5.3.5 Conclusiones	166

6 PROPUESTA DE CONTROL DEL SISTEMA MULTIPUERTO	171
6.1 ESPECIFICACIONES DEL CONTROL DEL SISTEMA MULTIPUERTO	171
6.1.1 Descripción de los puertos del sistema.....	173
6.1.1.1 Fuente de alimentación primaria. Red eléctrica monofásica.....	173
6.1.1.2 Sistema de almacenamiento. Baterías	174
6.1.1.3 Carga. Variador más motor	175
6.1.2 Descripción de los modos de operación	176
6.1.2.1 Modo 1. Demanda de potencia por la carga.....	176
6.1.2.2 Modo 2. Entrega de potencia de la carga.....	177
6.1.2.3 Modo 3. Carga inactiva	178
6.1.3 Consideraciones generales de la arquitectura interna del sistema multipuerto. Control de la tensión de bus	179
6.1.1 Propuesta y simulación de la estrategia de control del sistema multipuerto	180
6.1.1.1 Modo 1. Demanda de potencia por la carga.....	182
6.1.1.2 Modo 2. Entrega de potencia por la carga.....	184
6.1.1.3 Modo 3. Carga inactiva	186
6.1.1.4 Modos de seguridad.....	187
6.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL SISTEMA MULTIPUERTO PROPUESTO.....	188
6.2.1 Prototipo para el convertidor CA/CC.....	192
6.2.2 Prototipo para el convertidor CC/CC. DAB.....	198
6.2.3 Pruebas experimentales en los distintos modos de operación.....	202
7 CONCLUSIONES, APORTACIONES Y TRABAJO FUTURO.....	211
7.1 CONCLUSIONES	211
7.2 APORTACIONES Y DIFUSIÓN DE LOS RESULTADOS	212
7.2.1 Aportaciones.....	212
7.2.2 Difusión de los resultados	213
7.3 LINEAS DE TRABAJO FUTURAS	214
7.4 FINANCIACIÓN DEL TRABAJO.....	215

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Diagrama de bloques de un sistema de alimentación con una fuente y una carga.	2
Figura 1.2. Diagrama de bloques de un sistema electrónico de alimentación multipuerto con m fuentes y n cargas.	3
Figura 1.3. Diagrama de bloques de un convertidor multipuerto con m fuentes y n cargas.	3
Figura 1.4. Uso de sistemas de alimentación multipuerto para la utilización eficiente de fuentes de energía renovables.	5
Figura 1.5. Esquema de un sistema de propulsión híbrido.	6
Figura 1.6. Ejemplo del esquema eléctrico simplificado de alto nivel del F-22 [1.10].	8
Figura 1.7. Ejemplos de sistemas de alimentación utilizadas en fuentes de energía renovables. (a) Turbina eólica y (b) paneles solares [1.19].	9
Figura 1.8. Esquema básico del elevador/reductor.	10
Figura 1.9. Esquema básico de la topología reductor-elevador.	11
Figura 1.10. Esquema básico del convertidor reductor-elevador en cascada.	12
Figura 1.11. (a) Convertidor SEPIC-Zeta bidireccional. (b) Convertidor Cuk-Cuk bidireccional.	13
Figura 1.12. Ejemplo de convertidor cuasi-resonante. Convertidor elevador/reductor bidireccional.	15
Figura 1.13. Esquema básico de los convertidores compuestos por combinaciones de puentes.	16
Figura 1.14. Esquema de la familia de convertidores con puente activo.	18
Figura 1.15. Circuito del convertidor Dual Active Bridge trifásico.	19
Figura 1.16. Circuito del convertidor resonante DAB (DSRC).	20
Figura 2.1. Esquema habitual del variador de un motor.	30
Figura 2.2. Esquema a implementar para el variador de un motor, mejorando su eficiencia energética, reutilizando la energía generada por el mismo.	31
Figura 2.3. Ejemplos de aplicación ilustrativos de sistemas de alimentación multipuerto.	32
Figura 2.4. Rangos de tensión de potencia para los que se realizará el análisis del sistema de alimentación a desarrollar.	33
Figura 2.5. Ejemplo de perfiles de potencias entre las dos fuentes y la carga.	35

Figura 2.6. Configuración en cascada.....	37
Figura 2.7. Configuración en paralelo.....	37
Figura 2.8. Esquema del proceso comparativo de las distintas topologías para el diseño del sistema.....	40
Figura 2.9. Modelo para el dimensionado del radiador.....	44
Figura 2.10. Proceso para selección del condensador más adecuado.....	47
Figura 2.11. Ejemplo de sistema multipuerto a diseñar para realizar la comparativa de distintas topologías.....	48
Figura 2.12. Configuración en cascada usando un <i>Flyback</i> con CFP como convertidor CA/CC.....	48
Figura 2.13. Configuración en cascada usando una doble etapa compuesta por un elevador con CFP seguido de un medio puente como convertidor CA/CC.....	48
Figura 2.14. Configuración en paralelo.....	49
Figura 2.15. Transformador del <i>Flyback</i> , considerando su bobina de dispersión, magnetizante y el transformador ideal.....	51
Figura 2.16. Perfil del radiador OS506.....	52
Figura 2.17. Comparación de las características de las configuraciones analizadas según los dos criterios. (a) Pérdidas, (b) volumen, (c) coste y (d) rendimiento.....	53
Figura 3.1. (a) Esquema del circuito de un DAB. (b) Esquema simplificado y equivalente del DAB. (c) Principales formas de onda del DAB descrito en (a).....	59
Figura 3.2. Formas de onda del DAB con desfases positivos y negativos mostrando el cambio del sentido de la corriente.(a) Tensión v_1 adelantada, potencia entregada por v_i . (b) Tensión v_2 adelantada, potencia entregada por v_o	60
Figura 3.3. (a) Forma de la corriente por la inductancia de dispersión (i_{Lk}). Forma de la corriente de entrada (i_i). (b) Forma de la corriente de salida referida al primario ($n \cdot i_o$).	61
Figura 3.4. Corriente media de salida normalizada en función del desfase entre v_1 y v_2	63
Figura 3.5. Modelo promediado del convertidor DAB.....	63
Figura 3.6. Límites de operación obteniendo ZVS en función del ciclo de trabajo (d) y la relación entre tensiones de salida y entrada (M).....	65
Figura 3.7. Porcentaje de corriente reactiva en función del ciclo de trabajo.....	67
Figura 3.8. Plano de diseño en el que se muestran curvas de porcentaje de corriente reactiva total constante y los límites de ZVS.....	67
Figura 3.9. Plano de diseño de ejemplo.....	68
Figura 3.10. Esquema de simulación del DAB a frecuencia de conmutación.....	71

Figura 3.11. Tensión en la inductancia de dispersión, corriente a través de la misma y corrientes de salida y de entrada.	72
Figura 3.12. Corriente de salida y corriente de entrada, detallando los valores medios, I_1 e I_2	72
Figura 3.13. Corriente por la inductancia de dispersión. Detalle de conmutación del puente del secundario sin ZVS.	73
Figura 3.14. Circuito promediado del DAB para realizar simulaciones en Saber.	73
Figura 3.15. Corriente media de entrada y salida simulando el modelo promediado propuesto en la Figura 3.5.	74
Figura 3.16. Formas de onda de tensión (verde) y corriente (azul) en la inductancia de dispersión del prototipo. La forma de onda de la corriente es medida en el secundario.	74
Figura 3.17. Esquema del modelo de pequeña señal.	76
Figura 3.18. Variación de la tensión de salida ante un salto del ciclo de trabajo (simulación del circuito completo a frecuencia de conmutación).....	77
Figura 3.19. Variación de la tensión de salida ante un salto del ciclo de trabajo (simulación del modelo promediado).	77
Figura 3.20. Respuesta al escalón de la función de transferencia vod del DAB.	77
Figura 3.21. Diagrama de Bode de la función de transferencia vod obtenido a partir de (3.32).	78
Figura 3.22. Diagrama de Bode de vod obtenido mediante simulación del modelo promediado.	79
Figura 3.23. Variación de la tensión de salida ante un salto del ciclo de trabajo (resultados experimentales).	79
Figura 3.24. Variaciones de la tensión de salida ante un salto de la tensión de entrada (simulación del modelo promediado).	80
Figura 3.25. Variaciones de la tensión de salida ante un salto de la tensión de entrada (resultados experimentales).	80
Figura 4.1. Potencia normalizada en función del desfase.	87
Figura 4.2. Tensión y corriente en la inductancia de dispersión y corrientes de salida y de entrada para el manejo de la potencia máxima en la estrategia de diseño orientada a maximizar el rango de ZVS.	92
Figura 4.3. Plano de diseño donde se muestran los límites de ZVS reales e ideales en función del desfase y en función de la potencia.	93

Figura 4.4. Tensión y corriente en la inductancia de dispersión y corrientes de salida y de entrada para el manejo de la potencia máxima en la estrategia de diseño orientada a maximizar el rendimiento a plena carga.	94
Figura 4.5. Plano de diseño donde se muestran los límites de ZVS reales e ideales en función del desfase y en función de la potencia.	94
Figura 4.6. Esquema del <i>Setup</i> experimental con variables aisladas para permitir distintas configuraciones.	95
Figura 4.7. Esquema del montaje realizado para verificar las técnicas de control de un prototipo de DAB.	97
Figura 4.8. Esquema y foto del circuito de control aislado.	98
Figura 4.9. Curvas de rendimiento de dos diseños de DAB con distintos objetivos de diseño.	99
Figura 4.10. Formas de onda de operación de un DAB con dos diseños distintos: (a) para aumentar el rango de ZVS, con $L_k=2,6\mu\text{H}$ y (b) para aumentar el rendimiento a plena carga, con $L_k=0,4\mu\text{H}$	100
Figura 4.11. Esquema del DAB con especificaciones de tensiones en las que se aprovechan las ventajas del uso de un transformador en la topología (aislamiento y alta relación de conversión).	102
Figura 4.12. Esquema de ampliación del rango de ZVS cambiando la tensión de entrada.	104
Figura 4.13. Esquema de ampliación del rango de ZVS cambiando la tensión de entrada mediante un pre-regulador.	104
Figura 4.14. Esquema de ampliación del rango de ZVS cambiando la tensión de salida.	105
Figura 4.15. Diagrama explicativo del modo <i>burst</i>	107
Figura 4.16. Esquema de ampliación de ZVS implementando en modo <i>burst</i>	108
Figura 4.17. Corriente eficaz en función de la potencia manejada para distintas frecuencias de conmutación.	110
Figura 4.18. Esquema de mejora del rendimiento variando la frecuencia de conmutación.	110
Figura 4.19. Distintas configuraciones para obtener distintos valores de inductancia de dispersión.	111
Figura 4.20. Diagrama explicativo sobre la saturación de un elemento magnético.	112
Figura 4.21. Configuración para obtener distintos valores de inductancia de dispersión usando una inductancia saturable. Diagrama explicativo con las formas de onda de la corriente por la inductancia de dispersión.	113

Figura 4.22. Comparativa de rendimientos cuando se varía la tensión de entrada y/o la tensión de entrada para favorecer el aumento del rango de ZVS para bajas potencias.	114
Figura 4.23. Mejora del rango de ZVS y del rendimiento a baja potencias activando el modo <i>burst</i> para potencias menores de 300W.	115
Figura 4.24. Formas de onda para la operación en modo <i>burst</i> a distintas potencias de entrada, (a) 167W, (b) 56,5W y (c) en vacío.	116
Figura 4.25. Comparativa de rendimientos reduciendo solo la frecuencia de conmutación para reducir los desfases necesarios para altas potencias.....	118
Figura 4.26. Conexión de n módulos de DAB en paralelo.	119
Figura 4.27. Perfiles de potencia, usando el mismo control para dos DABs y usando controles distintos.	123
Figura 4.28. Perfiles de potencia usando distintos controles para dos DABs diseñados con distintas estrategias.....	124
Figura 4.29. Perfil de potencia particular con picos máximos distintos a las potencias nominales.	125
Figura 4.30. Perfil de potencia particular con picos máximos distintos a las potencias nominales y con dos potencias nominales.	127
Figura 4.31. Conexión de 2 DABs en paralelo recirculando corriente para mantener ZVS.....	128
Figura 4.32. Conexión de n DABs en paralelo a la entrada y en serie a la salida.....	129
Figura 4.33. Conexión de 2 DABs en paralelo a la entrada y en serie a la salida añadiendo el control de la tensión de salida de cada uno para garantizar el correcto funcionamiento.....	131
Figura 4.34. Comparativa de rendimiento en el supuesto de usar un DAB o dos DABs con diseños iguales en paralelo.....	132
Figura 4.35. Rendimientos obtenidos mediante el paralelizado de dos DABs. En azul dos DABs diseñados con el mismo objetivo (máximo rango de ZVS) y en rojo dos DABs diseñados con distintos objetivos (máximo rendimiento a plena potencia y otro para máximo rango de ZVS).....	133
Figura 4.36. Resultados experimentales de un punto de operación recirculando corriente para mantener una corriente mínima que garantiza ZVS.....	134
Figura 4.37. Esquema simplificado de un <i>driver</i> . Señal de control real con oscilaciones en las transiciones.	135
Figura 4.38. Representación de dos señales de control de los interruptores que componen una rama de un puente.....	136

Figura 4.39. Esquema de las señales de control (a) sin resistencia y (b) con resistencia de amortiguación.....	136
Figura 4.40. Red de filtrado que aplica un filtrado distinto para el encendido y el apagado de un interruptor.....	137
Figura 4.41. Filtrado de la señal de control para alejar la tensión de apagado del umbral.	138
Figura 5.1. Límite teórico de la resistencia de conducción frente a la capacidad de bloquear tensión del silicio, del SiC y del GaN [5.5].....	143
Figura 5.2. Familia de transistores de GaN ofrecida por EPC con sus características más importantes [5.9].	146
Figura 5.3. Esquema de distribución de la energía eléctrica en un CPD con tradicionales ejemplos de tensiones.....	148
Figura 5.4. Circuito usado para la obtención de un valor equivalente de condensador de salida de los transistores.....	153
Figura 5.5. (a) Esquemático del núcleo para la construcción del transformador y de la inductancia de dispersión (0L42020UG). (b) Distribución del primario y secundario del transformador en el área de ventana.....	153
Figura 5.6. Fotografía del convertidor DAB diseñado y construido con transistores de GaN. EPC2012 en el puente de alta y EPC2015 en el puente de baja.	154
Figura 5.7. Formas de onda de operación en condiciones nominales. En azul oscuro se muestra la corriente por la inductancia de dispersión y en verde la tensión en uno de los transistores del puente de entrada.....	155
Figura 5.8. Formas de onda de operación para una potencia de salida de 70W. En azul oscuro se muestra la corriente por la inductancia de dispersión y en verde la tensión en uno de los transistores del puente de entrada.	156
Figura 5.9. Formas de onda de operación para una potencia de salida de 86W. En azul oscuro se muestra la corriente por la inductancia de dispersión y en verde la tensión en uno de los transistores del puente de entrada.	156
Figura 5.10. Rendimientos del DAB de GaN para distintas potencias.....	157
Figura 5.11. Cascodo compuesto por un MOSFET de silicio y un JFET normalmente cerrado de SiC.....	162
Figura 5.12. Formas de onda más relevantes del DAB con el puente de alta tensión diseñado con cascodos de SiC.	164
Figura 5.13. Comparativa de rendimiento entre un DAB con el puente de alta tensión de silicio o de SiC.....	164

Figura 5.14. Rendimiento de un DAB con el puente de alta tensión (600V) de SiC conmutando a 166kHz y 200kHz.....	165
Figura 5.15. Formas de onda de operación cercana a plena carga del DAB. (a) 166kHz, (b) 200kHz.....	166
Figura 6.1. Sistema multipuerto a analizar para realizar el diseño de la estrategia de control.....	172
Figura 6.2. Modo 1 de operación del sistema multipuerto: (a) Modo 1a, (b) Modo 1b y (c) Modo 1c.....	177
Figura 6.3. Modo 2 de operación del sistema multipuerto: (a) Modo 2a y (b) Modo 2b.....	178
Figura 6.4. Modo 3 de operación del sistema multipuerto: (a) Modo 3a (b) Modo 3b y (c) Modo 3c.....	179
Figura 6.5. Esquema utilizado para la simulación del control del sistema. Modelo simplificado del convertidor.....	183
Figura 6.6. Resultados de simulación del Modo1. Se ejemplifican el Modo1a y el Modo1b....	184
Figura 6.7. Resultados de simulación del Modo1 y del Modo 2 con la misma estrategia de control para ambos. Modo 1a, Modo 1b y Modo 2a.....	186
Figura 6.8. Resultados de simulación del Modo 3.....	187
Figura 6.9. Diagrama de bloques del accionamiento del ascensor MRL (<i>Machine Room Less</i>).....	189
Figura 6.10. Sistema multipuerto propuesto para cumplir con las especificaciones de control de un ascensor.....	190
Figura 6.11. Perfiles de potencia del motor en tracción y frenado.....	191
Figura 6.12. Fotografía del prototipo del convertidor elevador con CFP y dos fases entrelazadas.....	193
Figura 6.13. (a) Esquema del convertidor elevador entrelazado. (b) Formas de onda de funcionamiento ideales.....	193
Figura 6.14. (a) Tensión y corriente de entrada del prototipo. (b) Rendimiento medido a distintas tensiones de entrada.....	195
Figura 6.15. Esquema de las principales señales que utiliza el chip de control analógico del convertidor CA/CC.....	196
Figura 6.16. Diagramas de Bode de (a) Variaciones de la tensión de salida ante cambios en la salida del lazo de tensión, (b) red que impone la dinámica del lazo de tensión y (c) lazo cerrado.....	197

Figura 6.17. Variación de la tensión de salida ante un salto de carga, pasando de procesar 1,5kW a 2kW.	198
Figura 6.18. Fotografía de dos prototipos del DAB, donde se pueden ver la inductancia de dispersión y el transformador de cada uno de ellos. También se muestran dos de los ocho circuitos de adaptación de las señales de mando necesarios en cada DAB.	199
Figura 6.19. Esquema del lazo de realimentación digital.	200
Figura 6.20. (a) Diagrama de Bode de la respuesta de la tensión de salida ante variaciones en el ciclo de trabajo. (b) Diagrama de Bode de la respuesta en lazo cerrado de la tensión de salida. (c) Respuesta dinámica de la tensión de salida ante saltos de carga (250W-500W-250W).	201
Figura 6.21. Esquema del sistema global con los lazos y el esquema del módulo de control.	202
Figura 6.22. Diagrama de flujo del módulo de control implementado.	203
Figura 6.23. Formas de onda del Modo 1. (a) Encendido y apagado del DAB debido a un salto de carga. (b) Detalle del encendido del DAB por incremento de demanda de potencia. (c) Detalle del apagado del DAB por reducción de la demanda de potencia.	205
Figura 6.24. Formas de onda de operación donde se muestra que la diferencia entre las tensiones de bus reguladas por los distintos convertidores puede ser pequeña.	206
Figura 6.25. Esquema explicativo de la simulación de la carga activa con los medios disponibles en el laboratorio.	207
Figura 6.26. Formas de onda de operación más características del Modo 2. (a) Activación de la simulación del frenado regenerativo. (b) Desconexión del frenado regenerativo.	207
Figura 6.27. Formas de onda de operación en el Modo3, recarga de las baterías bajo demanda. (a) Encendido y apagado de la recarga de las baterías con una corriente determinada. (b) Detalle del encendido y del apagado.	208
Figura 6.28. Formas de onda de operación en el Modo3, recarga de las baterías bajo demanda. (a) Detalle de la corriente por la inductancia de dispersión cuando la tensión de las baterías es baja. (b) Reducción de la corriente de carga al subir la tensión de las baterías por encima de la tensión determinada. (c) Detalle de la corriente por la inductancia de dispersión cuando la tensión de las baterías es alta.	209

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1. Valores comparativos de las configuraciones en cascada (con <i>Flyback</i> y con elevador seguido de medio puente (HB, de su nomenclatura inglesa, <i>Half Bridge</i>)) y paralelo.....	53
Tabla 4.1. Características comparativas de algunos de los mejores MOSFET de alta tensión en el mercado	130
Tabla 5.1. Propiedades importantes de algunos materiales semiconductores.....	142
Tabla 5.2. Comparativa de transistores para el puente de mayor tensión.	150
Tabla 5.3. Comparativa de transistores para el puente de menor tensión.	151
Tabla 5.4. Características más relevantes de distintos transistores de SiC de ejemplo.	160
Tabla 5.5. Características más relevantes de los dispositivos utilizados para la composición del cascode.	163
Tabla 6.1. Componentes y especificaciones del elevador con CFP y dos fases entrelazadas.....	194
Tabla 6.2. Componentes y especificaciones del DAB.	198

1 INTRODUCCIÓN

En el presente capítulo se realiza una presentación del estado del arte de los sistemas multipuerto y los convertidores bidireccionales más comúnmente utilizados y reportados en la literatura técnica actual.

Inicialmente se analizarán los motivos por los cuales el uso de sistemas de alimentación multipuerto cobra una gran importancia en la actualidad, haciéndose necesarios en una importante variedad de aplicaciones. Posteriormente, se analizarán las configuraciones y aplicaciones más comunes en las que se hace necesaria la utilización de sistemas de alimentación multipuerto. En muchas ocasiones el uso de un sistema de alimentación multipuerto viene impuesto por la necesidad de sistemas de almacenamiento de energía (baterías, supercondensadores, celdas de combustible, etc.), lo que a su vez impone el uso de convertidores bidireccionales. Por tanto, en el último apartado de este capítulo también se presentan las topologías de convertidores bidireccionales con y sin aislamiento galvánico más comunes.

1.1 SISTEMAS MULTIPUERTO

La celda básica para la conversión de energía eléctrica consta generalmente de una fuente de energía, una carga, un convertidor conmutado y un circuito de control, como se muestra en la Figura 1.1. El elemento clave es el convertidor conmutado, que debe procesar, de una manera eficiente, la energía generada en el formato disponible en la entrada para adaptarla al formato deseado en la salida, de acuerdo con una señal generada por el sistema de control. En este caso el convertidor conmutado tiene dos puertos, un puerto para adquirir la potencia de entrada y otro puerto para transmitir la potencia a la salida [1.1].

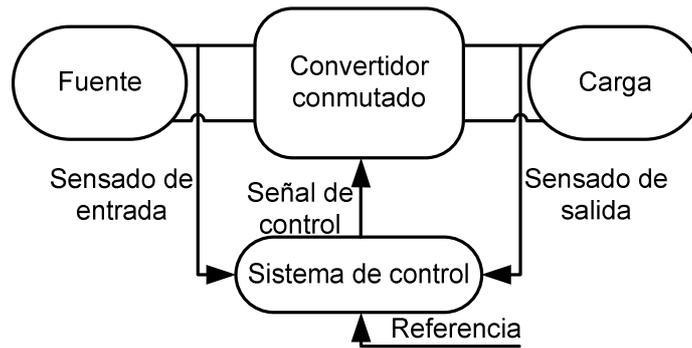


Figura 1.1. Diagrama de bloques de un sistema de alimentación con una fuente y una carga.

Sin embargo, existen casos especiales en los que un mismo sistema de alimentación debe manejar múltiples fuentes de energía o múltiples cargas. Es importante tener en cuenta también que en algunas ocasiones tanto fuentes como cargas pueden comportarse de distinta manera en función de las condiciones de operación. Es decir, las fuentes generalmente proporcionarán energía, pero en algunos casos también podrán recibirla, así como las cargas, que en general demandarán energía, pero en el caso de ser una carga activa, también podrá suministrarla al sistema. En este tipo de casos los sistemas de alimentación suelen incluir un bus intermedio (aunque no siempre es obligatorio) y se configuran mediante la interconexión de fuentes, cargas y bus intermedio a través de varios convertidores conmutados de dos puertos. Un ejemplo se muestra en la Figura 1.2. Cada uno de los convertidores que componen el sistema de alimentación debe ser controlado independientemente, pero es necesario un control global del sistema para el control del flujo de potencia entre puertos. La gran desventaja o desafío de esta estructura de sistema de alimentación radica en la complejidad del control del sistema completo. Incluso con convertidores de dos puertos muy simples, la interconexión de los mismos y el control del sistema, puede aportar una gran complejidad.

La conexión de varias fuentes de energía y varias cargas también se puede realizar mediante el uso de un único convertidor conmutado con múltiples puertos, como el que se muestra en la Figura 1.3. Esta opción permite realizar el sistema completo más compacto y con un solo sistema de control. No obstante, la gran desventaja de este tipo de convertidores multipuerto es su escasa modularidad, no permitiendo la integración de un elevado número de puertos.

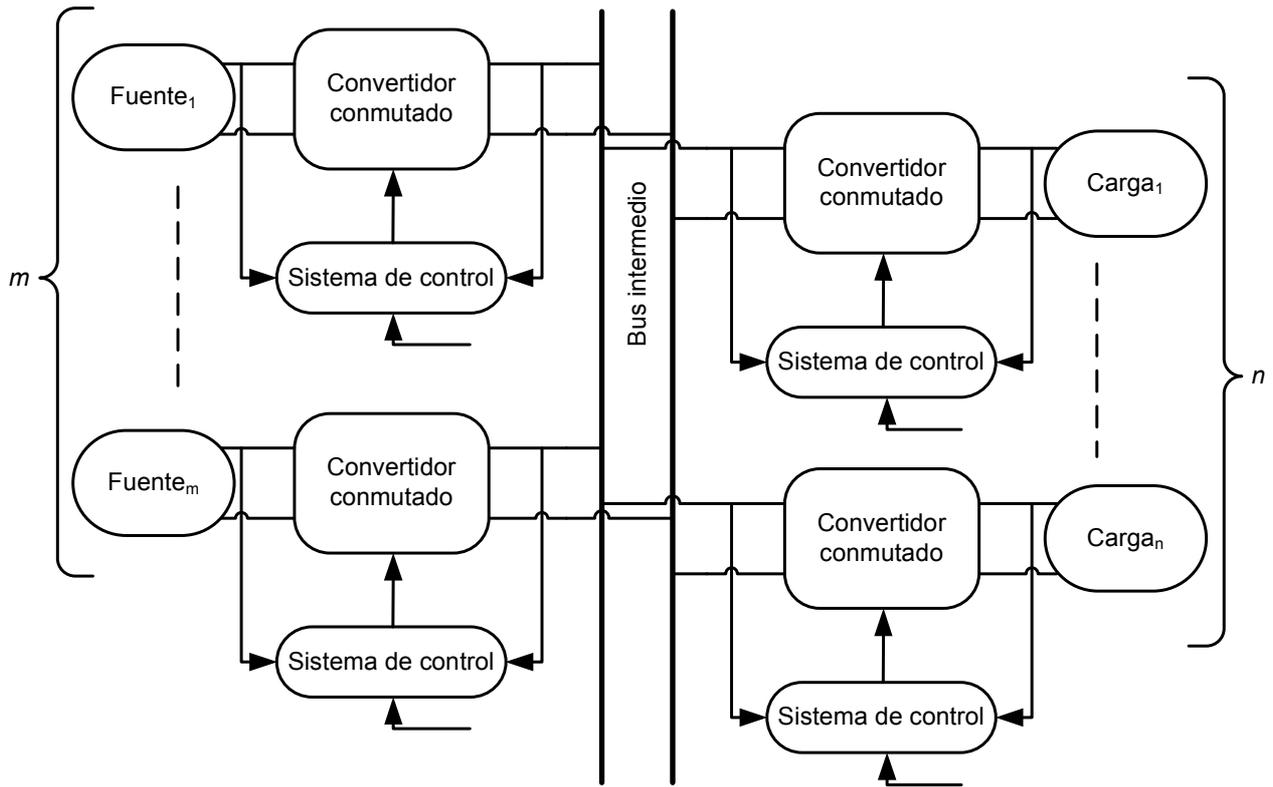


Figura 1.2. Diagrama de bloques de un sistema electrónico de alimentación multipuerto con m fuentes y n cargas.

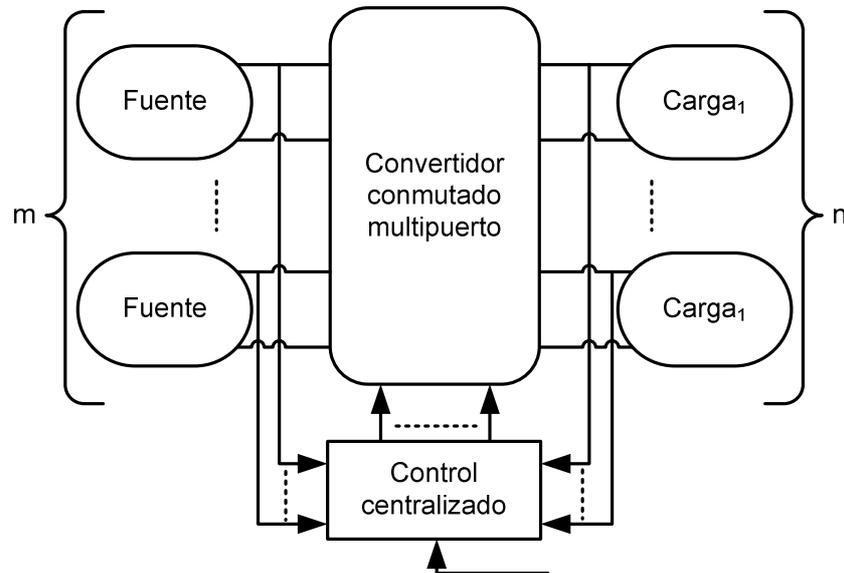


Figura 1.3. Diagrama de bloques de un convertidor multipuerto con m fuentes y n cargas.

1.1.1 ÁMBITO DE APLICACIÓN DE LOS SISTEMAS MULTIPUERTO

La demanda de sistemas electrónicos de alimentación multipuerto se ha incrementado actualmente debido a su potencial aplicación en sistemas de generación y distribución de energía renovables [1.2], vehículos híbridos o eléctricos, sistemas de alimentación ininterrumpida (SAIs)

[1.3] y otras aplicaciones, cada vez más habituales, que deben interconectar múltiples fuentes de energía y cargas [1.4], [1.5].

La temperatura media global del aire en la superficie de la Tierra ha sufrido un incremento de 0,75°C durante el siglo pasado y se espera que este incremento continúe si el consumo de combustibles fósiles no decrece [1.6]. La generación de energía eléctrica contribuye en gran medida al aumento de los problemas medioambientales, por lo que el desarrollo y uso de fuentes de energía limpias y renovables es una de las mayores preocupaciones de la comunidad científica.

El actual modo de vida sólo será sostenible mediante la incorporación en gran medida de fuentes de energía renovables como la energía solar, eólica, hidráulica o geotérmica entre otras. La generación de energía eólica se basa en la conversión de energía cinética del viento en energía eléctrica. La cantidad de electricidad producida varía en función del cubo de la velocidad del viento, por lo que existirán fluctuaciones en diferentes escalas de tiempo (horas, días o épocas del año). Por su parte, los paneles solares suministran una cantidad de electricidad que depende de la intensidad de luminosidad radiada sobre el panel y de la inclinación de dicha radiación, por lo que también existirán fluctuaciones temporales. Esta fluctuación de la generación energética a lo largo del tiempo es una característica común a las diferentes fuentes de energía renovables.

Resulta muy complicado alimentar una carga únicamente desde una fuente de energía renovable, debido a la alta incertidumbre que existe respecto a la cantidad de energía disponible a través de la misma. El perfil de demanda y generación de energía habitualmente no es coincidente, haciendo necesario en la mayoría de los casos el uso de un sistema de almacenamiento de energía que proporcione, entre otras, las siguientes ventajas:

- Compensación de los desequilibrios entre potencia generada por la fuente y demandada por la carga. El sistema de almacenamiento puede almacenar la energía cuando la demanda de la misma sea baja para suministrarla en los casos en que la demanda sea elevada.
- Aún si la fuente de energía no está suministrando energía, o la carga esta desconectada de la misma, el sistema de almacenamiento podrá alimentar la carga si es necesario, otorgándole un cierto grado de autonomía.
- Gracias al uso del sistema de almacenamiento se puede capturar la máxima cantidad de energía generada por la fuente con independencia de la potencia demandada por la carga. Un ejemplo muy conocido pueden ser las técnicas de seguimiento del punto de máxima transferencia de potencia en el caso de los paneles solares.

- Se evita el sobredimensionamiento de la unidad de generación de energía renovable, realizando un dimensionamiento de acuerdo a la potencia media consumida por la carga. Los picos de potencia demandados por la carga pueden ser aportados por el sistema de almacenamiento.

En resumen, debido a que las diferentes fuentes de energía, sistemas de almacenamiento y cargas pueden tener especificaciones de tensión y corriente distintas, no pueden conectarse directamente entre sí. Un sistema de alimentación multipuerto puede ser la solución en la mayoría de los casos, proporcionando flexibilidad, configurabilidad, modularidad y en general un uso más eficiente de la energía.

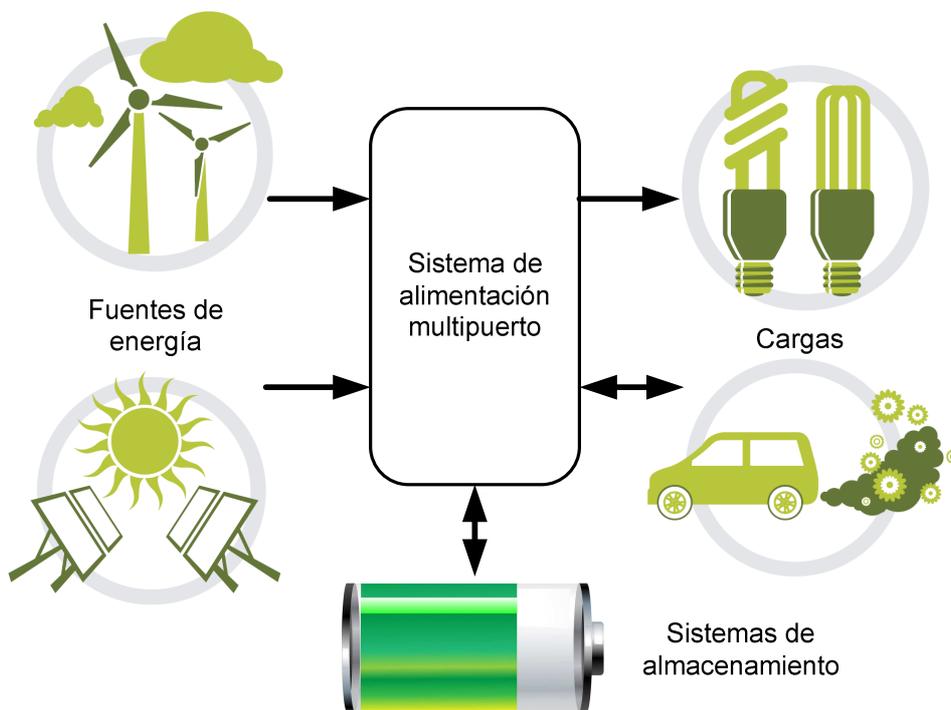


Figura 1.4. Uso de sistemas de alimentación multipuerto para la utilización eficiente de fuentes de energía renovables.

La necesidad de un sistema de tracción más eficiente es otro de los motivos más importantes por los que los sistemas de alimentación con varios puertos de entrada y de salida están siendo cada vez más necesarios. El sistema de tracción más utilizado en la actualidad es el motor de combustión de combustibles fósiles, el cual se ha desarrollado hace más de 100 años y ha sido masivamente usado, aún a costa de dos graves problemas, como son su bajo rendimiento (solo el 12,6% de la energía contenida en el combustible es convertida en tracción [1.7]) y su alto nivel de emisiones de gases contaminantes para el medio ambiente.

El vehículo eléctrico híbrido, que utiliza un motor de combustión interno como fuente primaria de energía y un sistema de almacenamiento como fuente secundaria, parece ser una de las soluciones más viables en estos momentos para incrementar la eficiencia de los sistemas de tracción [1.8]. Gracias a la optimización de la operación del motor de combustión y a la recuperación de la energía cinética durante el frenado en el sistema de almacenamiento, el rendimiento del sistema de tracción puede incrementarse teóricamente un 30-40%.

En la Figura 1.5 se muestra el esquema del sistema de propulsión híbrido que en actualidad está siendo adoptado de manera mayoritaria. En este tipo de sistema, el motor de combustión interna puede ser dimensionado a un 60% de la máxima potencia demandada por la carga, ya que el sistema de almacenamiento puede suministrar el resto de la energía. Además, el sistema de almacenamiento puede estar compuesto por una batería que proporciona la potencia de una manera estacionaria y permanente, mientras que a través de supercondensadores se puede aportar la potencia transitoria necesaria. Esta combinación en el sistema de almacenamiento permite mejorar su dimensionamiento, reduciendo el coste e incrementando el rendimiento y la vida útil del mismo.

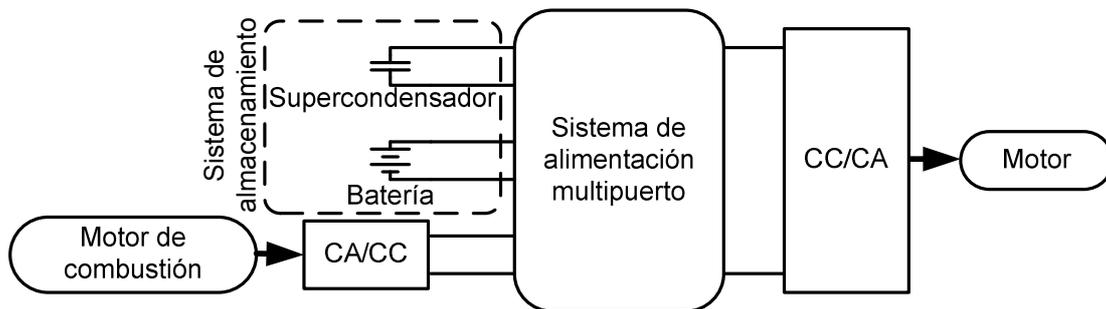


Figura 1.5. Esquema de un sistema de propulsión híbrido.

Además de las aplicaciones previamente comentadas, existen multitud de ejemplos, como SAIs, satélites, aviónica, centralitas de comunicaciones, etc., en los que el uso de sistema de alimentación multipuerto permite un aprovechamiento más eficiente de la energía eléctrica.

1.1.2 ALGUNOS EJEMPLOS MÁS CONCRETOS DEL USO DE LOS SISTEMAS MULTIPUERTO

Como se ha mencionado la sección anterior, existen un importante número de aplicaciones en las que es necesario el uso de sistemas de alimentación multipuerto. Realmente sólo aplicaciones muy sencillas pueden alimentarse eléctricamente a partir del uso de un simple convertidor con dos o más puertos. La incorporación de un sistema de almacenamiento o una carga que, además

de consumir, pueda devolver energía, son dos de los motivos más comunes por los que un sistema deba estar constituido por varios convertidores, para gestionar la energía de una manera más eficiente. Cada una de las aplicaciones en las que es común el uso de sistemas multipuerto compuestos por varios convertidores, tiene unas especificaciones que en principio pueden ser muy distintas, por lo que es prácticamente imposible hacer un repaso del estado del arte de todos los sistemas multipuerto. Por este motivo, se comentarán solo algunas aplicaciones muy habituales como ejemplo del uso de estos sistemas y las soluciones que se proponen en el momento.

Una de las aplicaciones en las que los sistemas de alimentación con varias entradas y varias salidas (compuestos por varios convertidores distintos e independientes, pero que a su vez se deben controlar de una manera global) han sido utilizados desde el primer momento, es la distribución de potencia eléctrica en equipamientos embarcados, más particularmente en aviación [1.9].

Los primeros sistemas eléctricos embarcados estaban basados en niveles de tensión de corriente continua de 12V, que más tarde evolucionaron hasta los 24V y finalmente llegaron hasta los 28V, nivel que actualmente se mantiene en gran parte de los aviones [1.10]. No obstante, el incremento de la necesidad de energía eléctrica en los aviones desembocó primero en el uso de tensiones alternas de 115V, y posteriormente en la aparición de sistemas embarcados con tensiones alternas de 230V en aplicaciones civiles o 270V en aplicaciones militares. Además de la necesidad de proporcionar energía eléctrica en distintos formatos para distintas cargas, también se hace necesaria la obtención de la misma desde distintas fuentes, que pueden ser de corriente continua o alterna. Por otro lado, no es menos importante la necesidad de integrar en el sistema mecanismos de seguridad, como redundancias o sistemas de emergencia de generación de energía. Estos motivos hacen necesario que todos los convertidores (que en principio pueden funcionar de forma independiente) que componen el sistema de alimentación deban ser controlados de una manera global, considerando los distintos modos de operación en los que se puede encontrar el avión, posiblemente haciéndose necesario un sistema de control global del sistema. En la Figura 1.6 se muestra un ejemplo muy simplificado del sistema de alimentación de un F-22.

En la actualidad se siguen invirtiendo grandes esfuerzos en el desarrollo de lo que se conoce como el avión más eléctrico (MEA, de sus siglas en inglés, *More-Electric Aircraft*). El objetivo principal se basa en utilizar energía eléctrica para alimentar todos los sistemas no propulsivos del avión, obteniendo un rendimiento global más elevado y una reducción en los costes de

mantenimiento y en la emisión de gases contaminantes. El desarrollo de este concepto de avión abre un amplísimo abanico en el desarrollo y mejora de sistemas de alimentación multipuerto [1.11], [1.12].

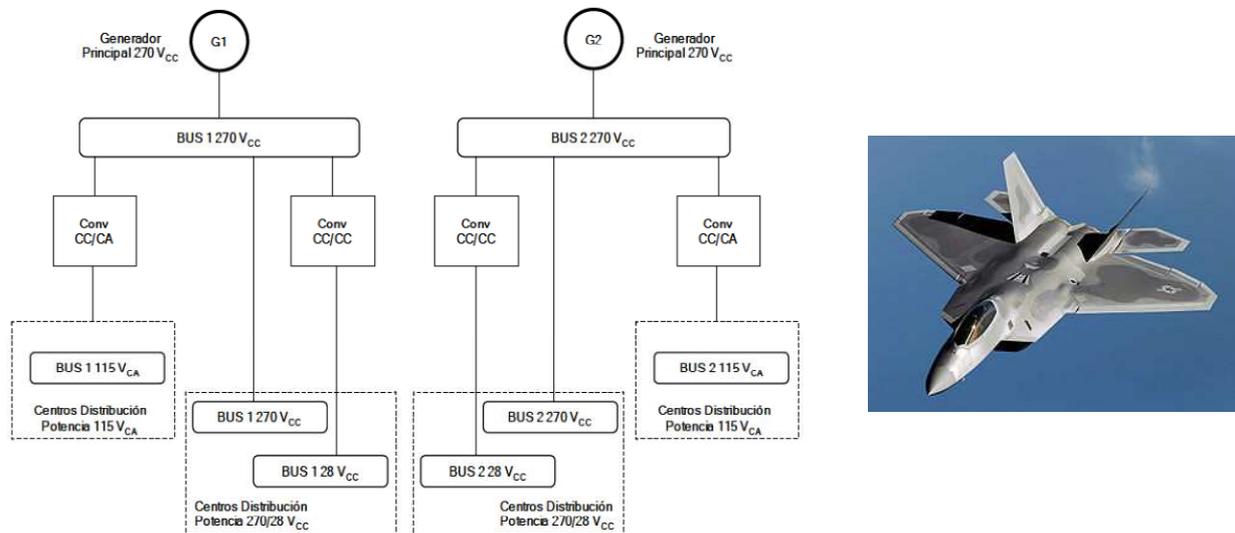


Figura 1.6. Ejemplo del esquema eléctrico simplificado de alto nivel del F-22 [1.10].

Otra de las aplicaciones en las que el uso de sistemas de alimentación multipuerto es prácticamente inevitable es, como se ha comentado anteriormente, la distribución de energía eléctrica en el vehículo híbrido o eléctrico. La incorporación de un sistema de almacenamiento de energía eléctrica para la ayuda al motor de combustión interna, o incluso la eliminación del mencionado motor y propulsión eléctrica del vehículo, obliga a la incorporación de un importante número de convertidores que en un principio pueden ser independientes, pero que deben trabajar de una manera global para permitir al vehículo funcionar en diversos modos de operación.

El tipo de sistema de almacenamiento empleado en los vehículos eléctricos ha ido evolucionando a lo largo del tiempo debido fundamentalmente al desarrollo de las tecnologías de los propios sistemas de almacenamiento, al tipo de vehículo, y por lo tanto a la potencia demandada, y al grado de hibridación del vehículo. Las tensiones de almacenamiento han ido incrementándose desde los 12V hasta los 200-300V. Sin embargo, las especificaciones del sistema de alimentación multipuerto no solo vendrán determinadas por esa tensión sino que también pueden variar considerablemente en función de la estructura y ubicación de este sistema de almacenamiento. También la utilización de supercondensadores, baterías de mayor o menor tensión, topologías de hibridación en paralelo o en serie, hacen que cada una de las composiciones requiera distintos tipos de convertidores.

En [1.13] se muestra una comparativa de diferentes topologías, mientras que en [1.14] se puede observar cómo la incorporación de un supercondensador mejora el rendimiento global del sistema. El uso de distintas tensiones para almacenar la energía eléctrica, hace que el aislamiento galvánico sea o no necesario en los distintos convertidores que compondrán el sistema de completo. En [1.15] se presenta una revisión de las topologías básicas de convertidores bidireccionales más utilizados en este tipo de aplicaciones. Por último, mencionar que también es habitual en esta aplicación encontrar sistemas de alimentación basados en convertidores multipuerto integrados, en los que se trata de unificar en un solo convertidor con varios puertos, toda la distribución de energía eléctrica entre los sistemas de almacenamiento y las cargas [1.16]-[1.18].

El último ejemplo del que se analizará brevemente el estado del arte en este apartado son los sistemas de alimentación para el uso de fuentes de energía renovables. Como se ha mencionado anteriormente, para que una carga pueda utilizar una fuente de energía renovable de manera autónoma, necesita el uso de sistemas de almacenamiento, debido a la inherente variabilidad de la generación de energía de este tipo de fuentes. Aunque la energía obtenida a través de una fuente renovable, como una turbina eólica o un panel solar, se pueda inyectar en la red eléctrica cuando sea posible (por ejemplo por normativa o por la configuración de los convertidores utilizados, entre otras razones), es muy habitual el uso de sistemas de alimentación con múltiples puertos para el mejor aprovechamiento de la energía. Tanto en el caso de las turbinas eólicas como de los paneles solares, distintas configuraciones de convertidores componiendo sistemas de alimentación con complejos controles globales, permiten optimizaciones en la entrega de energía a la red, al implementar mecanismos de seguimiento del punto de máxima transferencia de potencia, de limitación de potencias o tensiones máximas, etc. [1.19].

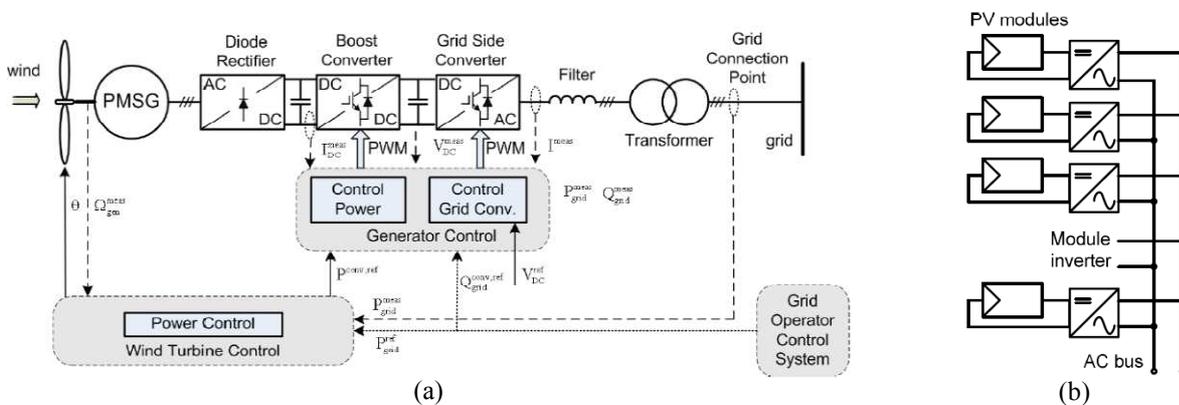


Figura 1.7. Ejemplos de sistemas de alimentación utilizadas en fuentes de energía renovables. (a) Turbina eólica y (b) paneles solares [1.19].

1.2 INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTIDORES BIDIRECCIONALES

Como se ha mencionado en el apartado anterior, en muchas ocasiones el uso de sistemas de alimentación multipuerto es inevitable debido al uso de sistemas de almacenamiento o de cargas activas, que pueden tener flujos de potencia bidireccionales. Por esta razón, dentro de un sistema de alimentación multipuerto compuesto por varios convertidores es muy común la existencia de uno o varios convertidores bidireccionales. A continuación, se presenta un breve repaso sobre las estructuras más utilizadas de este tipo de convertidores que permiten el flujo de potencia bidireccional, comenzando por los convertidores sin aislamiento galvánico y finalizando por estructuras que si incorporan este aislamiento.

1.2.1 CONVERTIDORES BIDIRECCIONALES SIN AISLAMIENTO

1.2.1.1 Familia de elevadores y reductores

La topología más sencilla de convertidores bidireccionales sin aislamiento es la familia de elevadores y reductores. Sustituyendo el diodo en cualquiera de estas dos topologías por un interruptor activo, el convertidor podrá trabajar de una manera bidireccional. En la Figura 1.8 se ha representado la topología más sencilla de toda la familia de elevadores y reductores: el convertidor elevador/reductor [1.20], [1.21]. En el sentido directo del flujo de potencia (de V_{BAJA} a V_{ALTA}) únicamente eleva tensión, mientras que en el sentido inverso (de V_{ALTA} a V_{BAJA}) únicamente funciona reduciendo la tensión.

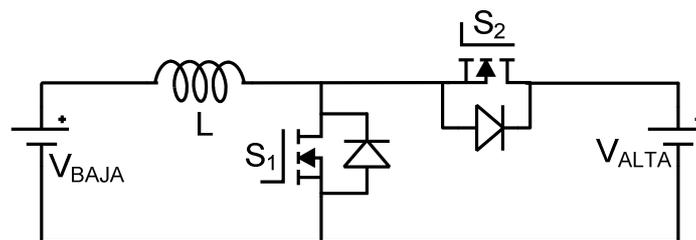


Figura 1.8. Esquema básico del elevador/reductor.

El convertidor puede operar con dos modos de control distintos: sin control complementario, conmutando sólo uno de los interruptores y usando el diodo parasito del otro, manteniéndolo siempre abierto, o con control complementario, conmutando los dos interruptores con señales complementarias. Cada uno de estos tipos de control tiene ventajas e inconvenientes. En relación al diseño de los lazos de realimentación, es importante mencionar que la función de transferencia

entre la tensión y la variable de control del convertidor será distinta dependiendo del sentido de la transferencia de energía.

En general, esta topología es la más sencilla y la que menos elementos necesita de todas las opciones de una etapa sin aislamiento galvánico. Puede utilizarse en distintas aplicaciones con un rango de potencias medio (desde 100W hasta 1kW). Existen muchas variaciones sobre la topología inicial, como puede ser el uso de etapas entrelazadas, el control en modos de conducción discontinuo u otras particularidades con mayor complejidad. En su contra juegan los problemas en el control y en las conmutaciones del sentido del flujo de potencia, que complican su regulación. Por supuesto, la topología está limitada a un único modo de operación (o elevación o reducción).

1.2.1.2 Reductor-elevador bidireccional

Para suplir algunas de las mencionadas desventajas, sobre todo la limitación de sólo elevar tensión en un sentido de la potencia y reducir tensión en el contrario, se puede usar el convertidor reductor-elevador. Su versión bidireccional se muestra en la Figura 1.9. Nuevamente, basta con sustituir el diodo de libre circulación por un interruptor controlado que permita una conducción de corriente en ambos sentidos.

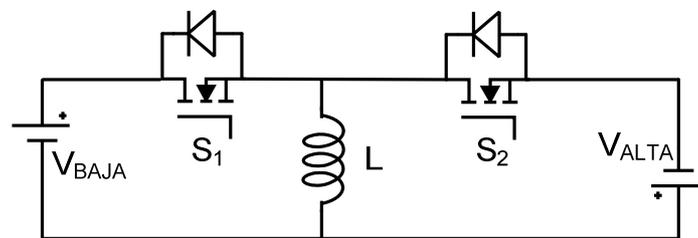


Figura 1.9. Esquema básico de la topología reductor-elevador.

Se mantiene la nomenclatura de las fuentes de tensión como V_{BAJA} y V_{ALTA} por simplicidad y para mantener la posibilidad de comparación, sin embargo en este caso V_{BAJA} puede ser mayor que V_{ALTA} . Esta topología posee dos ventajas fundamentales [1.21]-[1.24]. En primer lugar, permite trabajar en ambos modos, tanto elevación como reducción, en ambos sentidos del flujo de potencia. En segundo lugar, la función de transferencia entre tensión y variable de control del convertidor es la misma para los dos sentidos, tanto el directo como el inverso, lo que se traduce en una mayor facilidad para controlar el convertidor. También son aplicables los mismos modos de funcionamiento descritos para la topología elevadora/reductora (con o sin control complementario).

El gran inconveniente de este convertidor reside en el rendimiento que es capaz de alcanzar. El precio que hay que pagar por poseer la propiedad de elevación y reducción es un volumen de pérdidas mayor, especialmente si se compara en igualdad de condiciones con la etapa elevadora o reductora simple. Es decir, bajo las mismas condiciones de trabajo, este convertidor posee un rendimiento menor que un convertidor elevador (ambos elevando tensión) o que un convertidor reductor (ambos reduciendo tensión). Fundamentalmente, las mayores pérdidas se deben al mayor esfuerzo que sufren los semiconductores, especialmente en cuanto a la tensión que han de soportar. A esto se suma que una de las tensiones está invertida con respecto a la otra, como ocurre en la topología unidireccional reductora-elevadora, lo que puede resultar problemático sobre todo cuando se trabaja a tensiones elevadas. Por estos problemas y a pesar de sus ventajas, esta topología queda limitada a aplicaciones de baja potencia (hasta 500W) en las que se requiera la capacidad reductora-elevadora, por ejemplo, en aplicaciones donde entren en juego supercondensadores o baterías con rangos de funcionamiento muy grandes y tensiones próximas entre sí.

1.2.1.3 Reductor elevador en cascada

Dados los problemas de la anterior topología, en [1.25]-[1.28] se propone la topología reductor-elevador en cascada, llamada también en la literatura con su nomenclatura inglesa, *buck+boost*. La Figura 1.10 recoge el esquema básico de este convertidor.

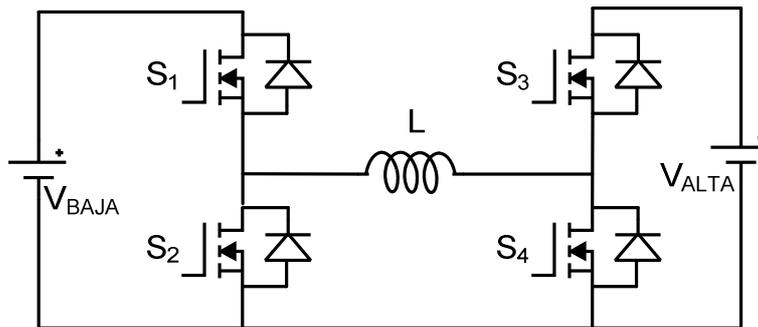


Figura 1.10. Esquema básico del convertidor reductor-elevador en cascada.

Esta topología posee la capacidad tanto de reducir como de elevar las tensiones en ambos sentidos sin las desventajas comentadas en la topología reductora-elevadora simple: no invierte las tensiones y tiene menores pérdidas (dado que hay menores esfuerzos en los semiconductores). A esto se le añade su tremenda flexibilidad de funcionamiento, lo que coloca a este convertidor como una de las opciones más utilizadas para conversiones bidireccionales sin aislamiento

galvánico. El margen de potencias que puede manejar este convertidor llega hasta las decenas de kilovatios con rendimientos superiores al 92 %.

El precio a pagar por utilizar esta topología es el uso de cuatro interruptores controlados y la necesidad de implementar su control de forma adecuada, lo que puede llegar a ser complicado. A esto se une la diferencia en la función de transferencia entre tensión y variable de control del convertidor en función del modo de operación, algo que comparte con la topología elevadora/reductora, lo que no ayuda a la regulación del mismo.

En este sentido, existe una variante propuesta en [1.28], en la que se conmutan los cuatro transistores independientemente en cada ciclo de conmutación. La idea fundamental es excitar a la bobina con una determinada tensión, jugando con el desfase entre las señales de control de los transistores. Ajustando adecuadamente los tiempos de activación de cada transistor no sólo es posible controlar el flujo de potencia, sino que, además, puede obtenerse la condición de conmutación suave en los cuatro transistores. Precisamente por este motivo, si se trabaja con este control en particular, es posible elevar aún más el rendimiento del convertidor hasta alcanzar valores próximos al 97% trabajando con potencias del orden de unidades de kilovatios. No obstante, el control es complejo y costoso (desde el punto de vista computacional), puesto que han de calcularse y ajustarse los instantes de encendido y apagado de los cuatro interruptores para ambos sentidos del flujo de potencia, lo que obliga necesariamente al uso de un control digital mediante algoritmos o tablas.

1.2.1.4 Convertidores con cuatro elementos reactivos

A partir de los convertidores con cuatro elementos reactivos (en esencia, *Single-ended primary-inductor converter* (SEPIC), Cuk y Zeta [1.29]) también es posible obtener estructuras bidireccionales. La Figura 1.11 (a) y la Figura 1.11 (b) muestran dos ejemplos de esta familia de convertidores.

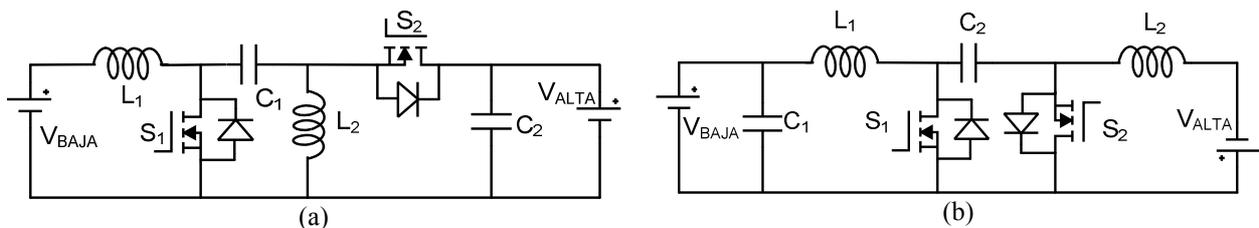


Figura 1.11. (a) Convertidor SEPIC-Zeta bidireccional. (b) Convertidor Cuk-Cuk bidireccional.

La principal ventaja que aportan estas topologías son un menor rizado, de la corriente bien en la parte de baja tensión, o en la parte de alta tensión, o en ambos lados, manteniendo una

conversión del tipo reductor-elevador (es decir, que pueden tanto reducir como elevar la tensión en ambos sentidos). Esta operativa es posible gracias a la posición de la bobina, en la parte de baja tensión en el SEPIC-Zeta (L_1 en la Figura 1.11 (a)) y en ambos lados en el Cuk-Cuk (L_1 y L_2 , Figura 1.11 (b)). Como se puede observar en la Figura 1.11, la estructura Cuk-Cuk invierte la tensión de salida con respecto a la entrada, sin embargo, la topología SEPIC-Zeta no. En contrapartida, son topologías que poseen las mismas limitaciones y problemas que las familias unidireccionales de las que derivan: dos elementos reactivos adicionales (lo que incrementa el volumen y peso), control complejo y rendimientos bajos.

Por lo tanto, son convertidores que quedan limitados a aplicaciones muy concretas en las que haya que prestar especial atención a las corrientes manejadas y que requieran conversiones del tipo reductor y elevador. Los rendimientos alcanzados son bajos (normalmente, por debajo del 90%), el rango de potencia queda limitado a los 500W y las tensiones tanto de baja como de alta han de estar próximas (normalmente, en una proporción de 1 a 2). En [1.30] se puede observar una comparativa de este tipo de convertidores.

1.2.1.5 Familia de convertidores cuasi-resonantes

Para finalizar este apartado, hay que mencionar muy brevemente la posibilidad de obtener convertidores bidireccionales sin aislamiento galvánico mediante el uso de convertidores del tipo resonante. Los convertidores cuasi-resonantes se basan en la utilización de evoluciones resonantes en las magnitudes eléctricas sobre un interruptor operando con modulación de ancho de pulso, QR-PWM (de su nomenclatura inglesa, *Quasi Resonant Pulse Width Modulator*), para favorecer una conmutación suave, lo cual ha sido introducido y desarrollado en [1.31]-[1.34]. En esencia, el circuito resonante adicional obliga a que las tensiones que soporta el interruptor y/o las corrientes que circulan por él tengan una evolución resonante, aprovechándose los pasos por cero para poder conmutar en condición de tensión cero (ZVS, de su nomenclatura inglesa, *Zero Voltage Switching*) o bien en corriente cero (ZCS, de su nomenclatura inglesa, *Zero Current Switching*). En algunas topologías no resonantes, también es posible utilizar la resonancia entre elementos parásitos o elementos de la propia topología de potencia (típicamente, entre la inductancia principal del circuito y las capacidades parásitas de los transistores); la idea es aprovechar parte de esta resonancia para lograr que la corriente o la tensión pasen por cero en el momento de la conmutación.

Los convertidores cuasi-resonantes más comunes suelen trabajar a frecuencia variable, consiguiendo como principal ventaja funcionar con conmutación suave en todo el rango de carga. Existen tres importantes inconvenientes en estas topologías. En primer lugar tienen problemas de funcionamiento a baja carga o en vacío, lo que limita su uso; además existen problemas de regulación para distintos niveles de potencia que hace que resulte complejo diseñar eficazmente un lazo de control. En segundo lugar, un control a frecuencia variable, puede ser un problema de cara a minimizar emisiones electromagnéticas (EMI, de su nomenclatura inglesa, *Electromagnetic Interference*). Y en tercer y último lugar, los convertidores cuasi-resonantes bidireccionales poseen flujos de potencia desbalanceados, es decir, que la máxima potencia que se puede transmitir en un sentido es diferente a la máxima potencia permitida en el sentido contrario. Este tipo de topologías rara vez se utilizan con potencias superiores a 500 W y se limitan a aplicaciones como Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (SAI) o bien sistemas de carga y descarga de super-condensadores.

A fin de solucionar los problemas de EMI derivados de un control a frecuencia variable, existe la opción de utilizar un control a frecuencia constante de las versiones cuasi-resonantes de los convertidores mostrados anteriormente [1.35]. La idea que hay detrás de este tipo de control no es otra que la de variar el tiempo de entrada y de salida de conducción de los transistores. De esta manera se logra realizar una modulación en el ciclo de trabajo cuyo efecto es análogo al conseguido con una señal de frecuencia variable. Pese a eliminar el control a frecuencia variable, estos convertidores poseen los mismos problemas de partida que los cuasi-resonantes de frecuencia variable, que son los flujos de potencia desbalanceados. Por lo tanto, siguen limitados generalmente a aplicaciones de carga y descarga de baterías y super-condensadores, donde las potencias puestas en juego no superen los 200W.

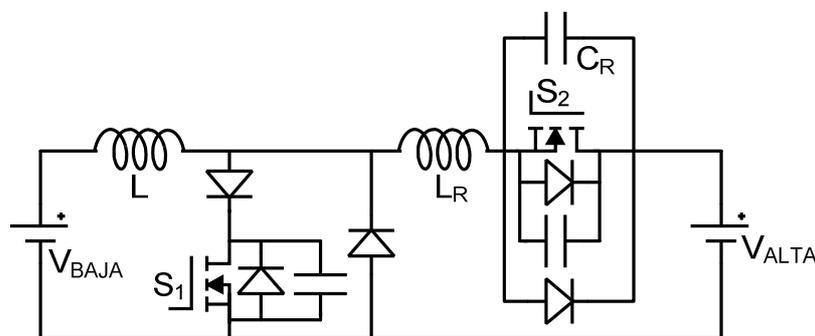


Figura 1.12. Ejemplo de convertidor cuasi-resonante. Convertidor elevador/reductor bidireccional.

1.2.2 CONVERTIDORES BIDIRECCIONALES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO

1.2.2.1 Familia de combinaciones de puentes

La primera solución bidireccional con aislamiento galvánico pasa por las combinaciones entre los distintos tipos de puentes posibles. La Figura 1.13 muestra la idea fundamental de este tipo de convertidores.

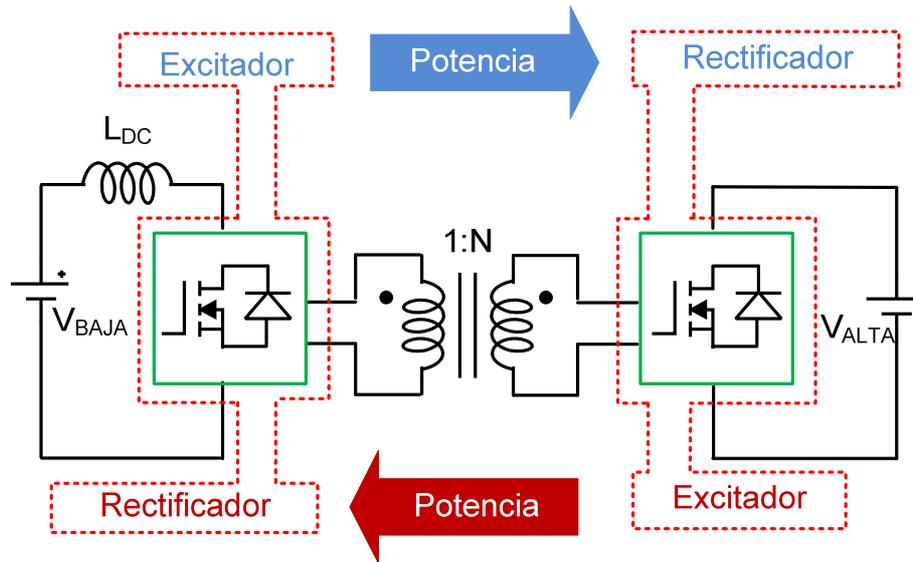


Figura 1.13. Esquema básico de los convertidores compuestos por combinaciones de puentes.

En esta familia de convertidores, uno de los puentes (representado en la Figura 1.13 como un transistor recuadrado en rojo) actúa como excitador, es decir, como elemento conmutado que excita al transformador con una determinada forma de onda. El segundo puente actúa como rectificador. Cuando el sentido del flujo sea el contrario, los puentes se intercambian los papeles, pasando el que actuaba como excitador a trabajar como rectificador y aquél que jugaba el papel de rectificador pasa a ser el excitador [1.36]-[1.39].

El tipo de puente representado en la Figura 1.13 como un transistor recuadrado por sencillez, puede ser cualquiera de los tres tipos de inversores clásicos: puente completo, medio puente o *push-pull*. Puede darse cualquier tipo de combinación entre las anteriores opciones, por ejemplo: puente completo con puente completo, medio puente con *push-pull*, *push-pull* con puente completo, etc. El tipo de combinación escogida dependerá de la aplicación y de los rangos de tensión y potencia que vaya a manejar el convertidor. La configuración *push-pull* se emplea generalmente con tensiones bajas y corrientes elevadas. El medio puente se utiliza con tensiones

altas y media potencia. Finalmente, el puente completo se reserva para aplicaciones de alta tensión y potencia.

El control que se puede implementar en este tipo de convertidores puede ser tanto PWM, como de fase desplazada (PS, de su nomenclatura inglesa, Phase-Shift). En el rectificador pueden utilizarse técnicas de rectificación síncrona. En este sentido, es posible conseguir la condición de conmutación suave ajustando los tiempos muertos del puente excitador (trabajando en ZVS) y los del puente rectificador (trabajando en ZCS).

Otro aspecto importante de este tipo de topologías es la ubicación de la bobina, que determinará que el puente donde se ubique la misma estará alimentado en corriente (en el denominado puente de baja tensión en el caso de la Figura 1.13 para un flujo de energía directo). Es habitual colocar esta bobina en el puente de baja tensión [1.40] y [1.41], en donde se precisan rizados de corriente menores. No obstante, la presencia de esta bobina acarrea ciertos problemas por su diseño y volumen así como su correcta desmagnetización que juegan en contra de este tipo de convertidores.

La familia compuesta por las combinaciones de puentes pueden utilizarse en un rango bastante amplio de aplicaciones, dada su versatilidad según el tipo de puente escogido. De hecho, pueden utilizarse para conversiones desde baja tensión a alta tensión con potencias desde la centena de vatios hasta el orden de varios kilovatios, siempre manteniendo rendimientos en el margen del 90 al 94%. La gran desventaja de esta familia de convertidores reside en el cambio del sentido del flujo de potencia, dado que no resulta tan inmediato como otras soluciones con aislamiento galvánico que se comentarán más adelante. En este caso para invertir el flujo de la potencia se requiere un cambio del control empleado, como se ha comentado anteriormente, modificando las atribuciones de cada puente, que pasan de ser inversor a rectificador y viceversa. Pese a ello, es una familia interesante y muy utilizada en medias potencias.

1.2.2.2 Familia de puentes activos

Ciertas desventajas de las combinaciones de puentes anteriormente mencionadas, como la modificación del controlador necesario en función del sentido del flujo de potencia, se pueden solventar usando los dos puentes de manera activa. De esta manera se obtiene una nueva familia de convertidores bidireccionales con aislamiento galvánico que topológicamente son idénticos a los anteriores, con la diferencia de que en este caso ambos puentes juegan el papel de excitadores. Así se obtiene un modelo equivalente a dos fuentes de tensión alterna excitando un transformador

real (representado en la Figura 1.14 destacando su inductancia de dispersión L_{LEAK}). Para conseguir este modo de funcionamiento, la manera más sencilla es emplear en cada puente un control complementario con señales de ciclo de trabajo constante e igual al 50% (también existen controles más complejos [1.42]), con las señales de control de los dos puentes desfasadas entre sí. El desfase entre ambos puentes permite controlar el sentido y la magnitud del flujo de potencia. Este hecho implica una importante ventaja de esta familia de convertidores: la capacidad de cambiar el sentido del flujo de potencia de forma automática e instantánea a partir de la variable de control (el desfase entre los puentes, ϕ). Al igual que en el caso anterior, en función del tipo de puente que se utilice (medio puente o puente completo), se obtendrán unas prestaciones diferentes en cuanto a tensión y potencia manejada. En la Figura 1.14 se muestra un esquema básico de este tipo de convertidores. En la figura se destaca la inductancia de dispersión del transformador, ya que será un elemento de diseño muy relevante a la hora de definir los niveles de potencia a manejar por el convertidor (en algunas ocasiones será necesaria incluso la adición de una inductancia adicional).

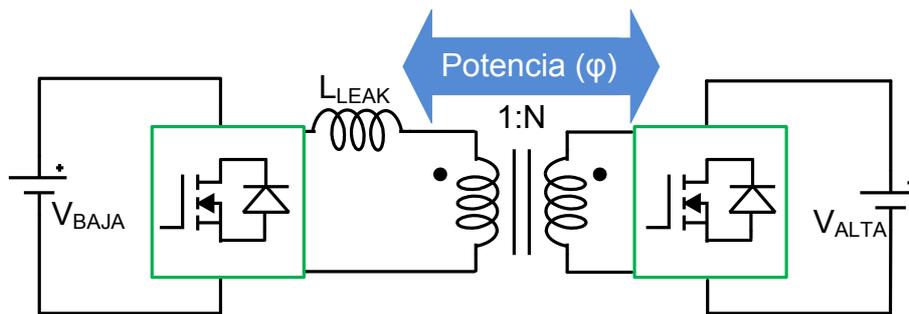


Figura 1.14. Esquema de la familia de convertidores con puente activo.

El miembro más conocido de esta familia de convertidores es el convertidor en doble puente activo (DAB, de sus siglas en inglés, *Dual Active Bridge*) compuesto por dos puentes completos interconectados por un transformador. No obstante, el uso de los puentes completos puede sustituirse por medios puentes [1.43]-[1.47], *push-pull* (como en el caso de la familia anterior) o incluso puentes trifásicos, manteniendo un funcionamiento similar. Un análisis detallado del DAB se presentará en posteriores capítulos de la presente tesis, por lo que no se mencionará en este breve resumen, comentándose algunos detalles sólo de la topología trifásica y de la versión resonante de esta familia de convertidores con dos puentes activos.

En la Figura 1.15 se muestra la estructura básica del DAB trifásico [1.48]-[1.51]. Es importante destacar que en este caso el valor de inductancia utilizado como inductancia de excitación (o elemento para realizar la transferencia energética) no es exclusivamente la inductancia de dispersión de cada fase, como ocurre en las versiones monofásicas, sino que

resulta de realizar un equivalente entre las inductancias de dispersión de cada fase, las auto-inductancias y las inductancias mutuas entre cada una de ellas, como se detalla en [1.48]. Es evidente que la topología del transformador escogida tiene una gran influencia sobre dicha inductancia y su selección y diseño debe realizarse cuidadosamente.

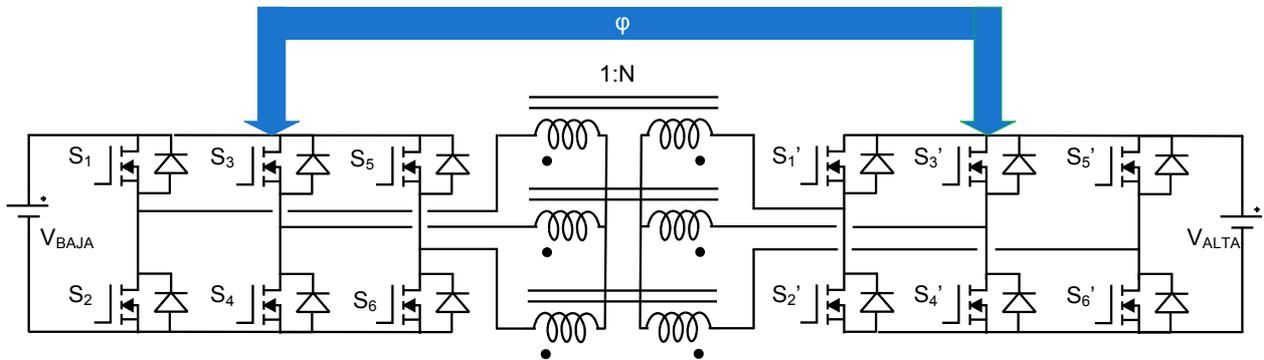


Figura 1.15. Circuito del convertidor Dual Active Bridge trifásico.

El DAB trifásico es un convertidor que se adapta mejor a aquellas aplicaciones que requieran niveles de potencia importantes (desde las decenas hasta las centenas de kilovatios). Al igual que en los dos casos anteriores, se puede obtener conmutaciones suaves en ambos puentes de forma natural. Comparativamente, el DAB trifásico posee un rizado de corriente y un estrés de tensión en los semiconductores menor que el DAB, de ahí que se emplee cuando la potencia se incrementa y pasa de las decenas de kilovatios.

El inconveniente más grave de esta opción reside en el diseño del transformador trifásico. Habitualmente se emplea la topología estrella-estrella, siendo complicado equilibrar la inductancia de dispersión de cada rama (que es fundamental para un flujo de potencia equilibrado en las tres fases). A esto hay que añadir el coste de cuatro interruptores adicionales más (en comparación con el DAB monofásico), lo que puede resultar inviable en aquellos escenarios en los que el precio sea un parámetro crítico.

Otra interesante opción dentro de la familia de puentes activos es la incorporación de un tanque resonante. El DAB resonante (DSRC, de su nomenclatura inglesa, *Dual-active Series-Resonant Converter*) incorpora un condensador en serie con el transformador [1.52]. Topológicamente, ésta es la única diferencia con respecto al DAB, tal y como muestra la Figura 1.16. La inductancia de dispersión suele emplearse como inductancia serie resonante, bien en solitario, bien con una inductancia externa adicional en serie.

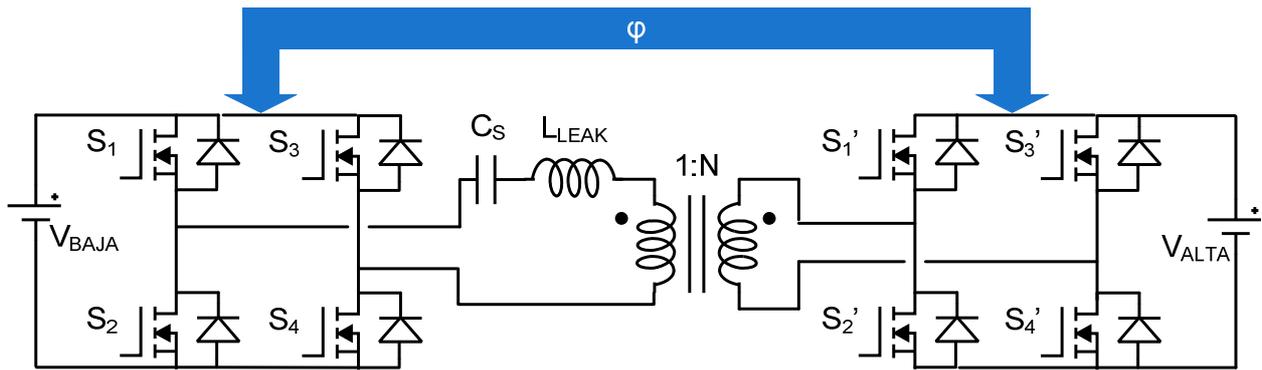


Figura 1.16. Circuito del convertidor resonante DAB (DSRC).

El control empleado en este caso puede ser idéntico al utilizado en un DAB no resonante. La gran diferencia es que la corriente por el transformador tiende a ser más senoidal en comparación con el caso no resonante. Las principales ventajas que aporta el DSRC son [1.53]-[1.55]:

- La presencia del condensador en serie actúa como filtro de continua, eliminando la presencia de componentes de continua en las tensiones de excitación del transformador
- La corriente circulante del transformador tiene un valor eficaz menor que la corriente de un DAB, permitiendo reducir las pérdidas del transformador en comparación con las del convertidor no resonante.
- En general, permite trabajar con inductancias de dispersión menores que en el DAB equivalente en iguales condiciones de trabajo.

Sus principales inconvenientes son:

- El tamaño del tanque resonante. El correcto dimensionado del condensador C_S y su volumen son críticos en este tipo de soluciones.
- No soluciona el problema del límite para conseguir conmutaciones suaves que también aparece en las versiones no resonantes. En este caso sigue habiendo límites para el desfase mínimo que permite trabajar en condición de conmutación suave, y además estos límites dependen de la relación entre las tensiones de entrada y salida.
- El funcionamiento a baja carga puede resultar problemático. La cantidad de potencia reactiva manejada por el convertidor permanece casi constante con la carga, lo que repercute en el rendimiento cuando se opera a baja carga.

1.2.2.3 Familia de convertidores resonantes

Como en el caso de las topologías sin aislamiento galvánico, es posible encontrar soluciones topológicas bidireccionales de la familia resonante que incorporen aislamiento. Dentro de los convertidores resonantes que incorporan aislamiento galvánico existen dos grandes grupos: los clase E y los convertidores resonantes serie o paralelo. Los convertidores clase E resonantes derivan de los amplificadores clase E de radiofrecuencia [1.56], [1.57]. Aunque existen versiones bidireccionales de este convertidor [1.58], su limitación en potencia lo aleja de cualquier aplicación que exceda los 100 W.

Los convertidores resonantes serie o paralelo sí se han utilizado masivamente con rangos de tensiones elevados y altas potencias. Las ventajas y desventajas de este tipo de convertidores bidireccionales resonantes son heredadas de sus versiones unidireccionales, y por lo tanto equivalentes, cuando se requiere un flujo de potencia en ambos sentidos.

La mayor dificultad en el uso de este tipo de convertidores es la de diseñar adecuadamente todos los elementos del tanque resonante teniendo en cuenta ambos sentidos del flujo de potencia. De esta forma, es posible mantener el mismo flujo y la misma relación de tensiones en ambos sentidos. En este tipo de convertidores se recupera la filosofía expuesta en el caso de las combinaciones de los puentes; es decir, un puente actúa como excitador, mientras que el contrario trabaja como rectificador (nuevamente, pudiendo utilizar técnicas de rectificación síncrona), intercambiándose los papeles cuando se invierte el flujo de energía. Como ocurre en la topología unidireccional, es posible obtener conmutaciones suaves en ambos puentes.

La utilización de esta familia de convertidores, al igual que en el caso de la familia de combinaciones de puentes, está dirigida a aplicaciones con tensiones medias o altas y potencias del orden de varios kilovatios. El principal inconveniente de estas topologías es que el control tiene que trabajar, no sólo a frecuencia variable, sino que además la frecuencia de conmutación será distinta en función del sentido del flujo de potencia. Asimismo, se precisa una medición de la corriente en el tanque resonante en ambos lados (tanto en la parte de alta como en la de baja tensión). Todo esto, puede complicar en exceso el control. El diseño del tanque resonante teniendo en cuenta ambos sentidos del flujo de potencia tampoco es sencillo, lo que no ayuda a que sea una topología sencilla de diseñar.

BIBLIOGRAFÍA CAPÍTULO 1

- [1.1] Chuanhong Zhao, “Isolated three-port bidirectional DC/DC converters”. Tesis doctoral. ETH Zurich. Noviembre 2010.
- [1.2] Das, D.; Esmaili, R.; Xu, L.; Nichols, D., “An optimal design of a grid connected hybrid wind/photovoltaic/fuel cell system for distributed energy production”. IEEE IECON Industrial Electronics Society, p.6-10. Noviembre 2005.
- [1.3] Lee, J; Chang, Y.; Liu, F., “A new UPS topology employing a PFC boost rectifier cascaded high-frequency tri-port converter”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46-4, p. 803-813. Agosto 1999.
- [1.4] Rodriguez, M.; Fernandez-Miaja, P.; Rodriguez, A.; Sebastian, J., “A multiple-input digitally controlled buck converter for envelope tracking applications in radiofrequency power amplifiers”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25-2, p. 369-381. Febrero 2010.
- [1.5] 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. 27-7, p. 3302-3309. Julio 2012.
- [1.6] Haimin Tao, “Integration of sustainable energy sources through power electronic converters in small distributed electricity generation systems”. Tesis doctoral. Universidad de Eindhoven. Enero 2008.
- [1.7] U.S Congress Office of Technology Assesment, “Advanced automotive technology: Visions of a super-efficient family car”. Septiembre 1995.
- [1.8] Chan, C.C., “The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles”. Proceedings of the IEEE, vol. 95-4, p. 704-718. Abril 2007.
- [1.9] Emadi, K.; Ehsani, M., “Aircraft power systems: technology, state of the art, and future trends”. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 15-1, p. 28-32. Enero 2000.
- [1.10] Daniel Izquierdo Gil, “Estrategias avanzadas de control, modelado, diseño e implementación de controladores de potencia de estado sólido (SSPC) para su aplicación

en sistemas de distribución de potencia eléctrica embarcados”. Tesis doctoral. Universidad Carlos III de Madrid. Diciembre 2010.

- [1.11] Izquierdo, D.; Azcona, R.; del Cerro, F.; Fernandez, C.; Delicado, B., “Electrical power distribution system (HV270DC), for application in more electric aircraft”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p. 1300-1305. Febrero 2010.
- [1.12] A. A. Abdelhafez, A. J. Forsyth, “A review of more-electric aircraft”. 13th International Conference on Aerospace Sciences & Aviation Technology (ASAT). Mayo 2009.
- [1.13] Raga, C.; Barrado, A.; Quesada, I.; Lazaro, A.; Anocibar, C.; Sierra, J.F., “Comparison of two different electrical power architecture for electric vehicles applications based on Fuel Cell and supercapacitors”. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 1326-1330. Junio 2008.
- [1.14] Cao, J.; Emadi, A., “A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27-11, p. 122-132. Enero 2012.
- [1.15] Jih-Sheng Lai; Nelson, D.J., “Energy management power converters in hybrid electric and fuel cell vehicles”. Proceedings of the IEEE, vol.95-4, p. 766-777. Abril 2007.
- [1.16] Hao Chen; Xiaochen Wang; Khaligh, A., “A single stage integrated bidirectional AC/DC and DC/DC converter for plug-in hybrid electric vehicles”. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), p. 1-9. Septiembre 2011.
- [1.17] Young-Joo Lee; Khaligh, A.; Emadi, A., “Advanced integrated bidirectional AC/DC and DC/DC converter for plug-in hybrid electric vehicles”. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 58-8, p. 3970-3980. Octubre 2009.
- [1.18] Tao, H.; Kotsopoulos, A.; Duarte, J.L.; Hendrix, M.A.M., “A soft-switched three-port bidirectional converter for fuel cell and supercapacitor applications”. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 2487-2493. Junio 2005.
- [1.19] Blaabjerg, F.; Iov, F.; Kerekes, T.; Teodorescu, R., “Trends in power electronics and control of renewable energy systems”. IEEE Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), p. K-1-K-19. Septiembre 2010.
- [1.20] Sable, D.M.; Lee, F.C.; Cho, B.H., “A zero-voltage-switching bidirectional battery charger/discharger for the NASA EOS satellite”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p. 614-621. Febrero 1992.

- [1.21] Shiji, H.; Harada, K.; Ishihara, Y.; Todaka, T.; Alzamora, G., “A zero-voltage-switching bidirectional converter for PV systems”. IEEE International Telecommunications Energy Conference, (INTELEC), p. 14- 19. Octubre 2003.
- [1.22] Krishnamachari, B.; Czarkowski, D., “Bidirectional buck-boost converter with variable output voltage”. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), vol.6, p. 446-449. Junio 1998.
- [1.23] Zhiguo, K.; Chunbo, Z.; Shiyang, Y.; Shukang, C., “Study of bidirectional DC-DC converter for power management in electric bus with supercapacitors”. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), p. 1-5. Septiembre 2006.
- [1.24] Das, P.; Laan, B.; Mousavi, S.A.; Moschopoulos, G., “A nonisolated bidirectional ZVS-PWM active clamped DC-DC converter”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.24-2, p. 553-558. Febrero 2009.
- [1.25] Chong-Eun Kim; Sang-Kyoo Han; Kang-Hyun Yi; Woo-Jin Lee; Gun-Woo Moon, “A new high efficiency ZVZCS bi-directional DC/DC converter for 42V power system of HEVs”. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 792-797. Junio 2005.
- [1.26] Caricchi, F.; Crescimbin, F.; Capponi, F.G.; Solero, L., “Study of bi-directional buck-boost converter topologies for application in electrical vehicle motor drives”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p. 287-293. Febrero 1998.
- [1.27] Caricchi, F.; Crescimbin, F.; Di Napoli, A., “20 kW water-cooled prototype of a buck-boost bidirectional DC-DC converter topology for electrical vehicle motor drives”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p. 887-892. Marzo 1995.
- [1.28] Waffler, S.; Kolar, J.W., “A novel low-loss modulation strategy for high-power bidirectional buck+boost converters”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24-6, p. 1589-1599. Junio 2009.
- [1.29] In-Dong Kim; Seong-Hwan Paeng; Jin-Woo Ahn; Eui-Cheol Nho; Jong-Sun Ko, “New bidirectional ZVS PWM SEPIC/Zeta DC-DC converter”. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), p. 555-560. Junio 2007.
- [1.30] Schupbach, R.M.; Balda, J.C., “Comparing DC-DC converters for power management in hybrid electric vehicles”. IEEE International Electric Machines and Drives Conference, (IEMDC), vol. 3, p. 1369- 1374. Junio 2003.

- [1.31] Liu, Kwang-Hwa; Oruganti, Ramesh; Lee, Fred C. Y., “Quasi-resonant converters-topologies and characteristics”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. PE-2-1, p. 62-71. Enero 1987.
- [1.32] Lee, F.C., “High-frequency quasi-resonant converter technologies”. Proceedings of the IEEE, vol. 76-4, p.377-390. Abril 1988.
- [1.33] Tabisz, W.A.; Lee, F.C., “Zero-voltage-switching multi-resonant technique-a novel approach to improve performance of high frequency quasi-resonant converters”. IEEE Power Electronics Specialists Conference, (PESC), p. 9-17. Abril 1988.
- [1.34] Maksimovic, D.; Cuk, S., “A general approach to synthesis and analysis of quasi-resonant converters”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6-1, p. 127-140. Enero 1991.
- [1.35] Ray, B.; Romney-Diaz, A., “Constant frequency resonant topologies for bidirectional DC/DC power conversion”. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 1031-1037. Junio 1993.
- [1.36] Zhang, Z.; Thomsen, O.C.; Andersen, M.A.E., “A novel PPFHB bidirectional DC-DC converter for supercapacitor application”. International Conference on Clean Electrical Power, p. 350-354. Junio 2009.
- [1.37] Jain, M.; Jain, P.K.; Daniele, M., “Analysis of a bi-directional DC-DC converter topology for low power application”. IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, vol. 2, p. 548-551. Mayo 1997.
- [1.38] Jain, M.; Daniele, M.; Jain, P.K., “A bidirectional DC-DC converter topology for low power application”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15-4, p. 595-606. Julio 2000.
- [1.39] Yamamoto, K.; Hiraki, E.; Tanaka, T.; Nakaoka, M.; Mishima, T., “Bidirectional DC-DC converter with full-bridge / push-pull circuit for automobile electric power systems”. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 1-5. Junio 2006.
- [1.40] Ching-Lung Chu; Yi Chen, “ZVS-ZCS bidirectional full-bridge DC-DC converter”. International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), p. 1125-1130. Noviembre 2009.
- [1.41] Kunrong Wang; Lee, F.C.; Lai, J., “Operation principles of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) p. 111-118. 2000.

- [1.42] Oggier, G.G.; Garcia, G.O.; Oliva, A.R., “Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.24-7, p. 1826-1838. Julio 2009.
- [1.43] Fan, H.; Li, H., “A novel phase-shift bidirectional DC-DC converter with an extended high-efficiency range for 20 kVA solid state transformer”. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), p. 3870-3876. Septiembre 2010.
- [1.44] Jain, M.; Daniele, M.; Jain, P.K., “A bidirectional DC-DC converter topology for low power application”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.15-4, p. 595-606. Julio 2000.
- [1.45] Li, H.; Fang Zheng Peng; Lawler, J.S., “A natural ZVS medium-power bidirectional DC-DC converter with minimum number of devices”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39-2, p. 525- 535. Marzo 2003.
- [1.46] Fan, H.; Li, H., “High frequency high efficiency bidirectional dc-dc converter module design for 10 kVA solid state transformer”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p. 210-215. Febrero 2010.
- [1.47] Xu, D.; Zhao, C.; Fan, H., “A PWM plus phase-shift control bidirectional DC-DC converter”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19-3, p. 666- 675. Mayo 2004.
- [1.48] De Doncker, R.W.A.A.; Divan, D.M.; Kheraluwala, M.H., “A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27-1, p. 63-73. Enero/Febrero 1991.
- [1.49] Lenke, R.U.; Szymanski, B.J.; De Doncker, R.W., “Low-frequency modeling of three-phase, four-core, strip-wound transformers in high-power DC-DC converters”. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), p. 1973-1978. Septiembre 2010.
- [1.50] Walter, J.; De Doncker, R.W., “High-power galvanically isolated DC/DC converter topology for future automobiles”. IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC), p. 27- 32. Junio 2003.
- [1.51] Su, G.; Tang, L., “A three-phase bidirectional DC-DC converter for automotive applications”. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), p.1-7. Octubre 2008.

- [1.52] Li, X.; Bhat, A.K.S., “Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25-4, p. 850-862. Abril 2010.
- [1.53] Ortiz, G.; Biela, J.; Bortis, D.; Kolar, J.W., “1 Megawatt, 20 kHz, isolated, bidirectional 12kV to 1.2kV DC-DC converter for renewable energy applications”. IEEE International Power Electronics Conference (IPEC), p. 3212-3219. Junio. 2010.
- [1.54] Krismer, F.; Biela, J.; Kolar, J.W., “A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range”. IEEE Industry Applications Conference (IAS), p. 599- 606. Octubre. 2005.
- [1.55] Lenke, R.; Mura, F.; De Doncker, R.W., “Comparison of non-resonant and super-resonant dual-active ZVS-operated high-power DC-DC converters”. Power Electronics and Applications (EPE), p. 1-10. Septiembre 2009.
- [1.56] Sokal, N.O.; Sokal, A.D., “Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers”. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 10-3, p. 168- 176. Junio 1975.
- [1.57] Redl, R.; Molnar, B.; Sokal, N. O., “Class E resonant regulated DC/DC power converters: analysis of operations, and experimental results at 1.5 Mhz”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. PE-1-2, p. 111-120. Abril 1986.
- [1.58] Jalbrzykowski, S.; Bogdan, A.; Citko, T., “A dual full bridge resonant class-E bidirectional DC-DC converter”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58-9, p. 3879-3883. Septiembre 2011.

2 ESTUDIO DE UN SISTEMA DE ALIMENTACIÓN MULTIPUERTO

En el presente capítulo se definen los rangos electrónicos de funcionamiento (órdenes de magnitud de tensión y potencia) en los que se enmarca el estudio llevado a cabo en el presente trabajo para el desarrollo de un sistema de alimentación multipuerto. Una aplicación muy común, puede ser el caso de que haya que manejar cargas activas (por ejemplo, motores) donde la gestión de la energía tradicionalmente suele llevarse a cabo de forma poco eficiente, al no aprovecharse la energía generada por la carga activa en determinados modos de funcionamiento. Tratando de mejorar la gestión energética en este tipo de sistemas, se proponen varias configuraciones de sistemas multipuerto, realizando una comparación de los mismos a través de un ejemplo. De esta manera se concreta el ámbito de aplicación del estudio que se ha llevado a cabo en el presente trabajo de tesis.

2.1 ÁMBITO Y RANGO DE APLICACIÓN DEL SISTEMA, CARGA Y MODOS DE OPERACIÓN

2.1.1 ÁMBITO DE APLICACIÓN

Es bien conocido que el accionamiento o variador de una carga tan común como un motor, puede funcionar en los cuatro cuadrantes par-velocidad, de tal manera que, dependiendo de la velocidad angular del motor y de su carga, éste puede funcionar en tracción consumiendo energía o como generador devolviéndola. En muchas aplicaciones los variadores de velocidad que controlan este tipo de motor se basan en un rectificador, un circuito con una resistencia de frenado y un inversor, como se muestra en la Figura 2.1. Estos sistemas se alimentan generalmente a partir de una tensión trifásica de 380Vac (aunque en algunos casos pueden

alimentarse de la red monofásica) y al no ser regenerativos, toda la energía generada por el motor es disipada en la resistencia de frenado en forma de calor.

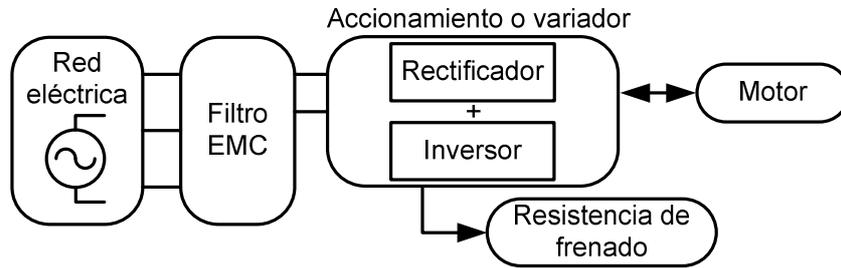


Figura 2.1. Esquema habitual del variador de un motor.

Este sistema de accionamiento es energéticamente poco eficiente, ya que toda la energía de frenado del motor es desaprovechada en forma de calor. Por otro lado, el consumo de los motores no es constante y necesita de picos de potencia para vencer la inercia en el comienzo y finalización del movimiento. Estos picos de potencia implican un sobredimensionamiento en la contratación de la potencia de red, debido a que aunque la potencia media consumida es menor, la red debe ser capaz de suministrar esos picos de potencia.

En el contexto actual se hace necesario un sistema más eficiente que el anteriormente descrito en estas aplicaciones: un sistema más complejo de alimentación que aproveche toda la energía proporcionada por el motor para no tener que disiparla en las resistencias de frenado, mejorando así el rendimiento energético del sistema. Para ello se hace necesaria la utilización de un sistema de almacenamiento de energía que pueda almacenar la energía del frenado regenerativo del motor para su posterior utilización. Incluso, siendo más ambiciosos, se puede realizar un buen dimensionado del sistema de almacenamiento de energía para conseguir disminuir considerablemente la potencia contratada a la red eléctrica. En algunas ocasiones se podría llegar a conseguir que, por ejemplo, un sistema alimentado desde la red trifásica, pudiera llegar a alimentarse desde la red monofásica, gracias a la disminución de la potencia a contratar necesaria. En la Figura 2.2, se muestra conceptualmente el esquema deseado, con los sistemas implicados, cuya ubicación e interconexión deben ser analizadas. Por lo tanto, se hace necesario desarrollar la electrónica de potencia que permita acoplar sistemas de almacenamiento de energía al accionamiento del motor, con el fin de obtener las siguientes prestaciones:

- Reducir el consumo energético del sistema global (mejorar la eficiencia energética).
- Reducir la potencia de red a contratar para el accionamiento del motor, permitiendo el uso de la red monofásica en determinadas aplicaciones donde tradicionalmente se usa una red trifásica.

- Proporcionar autonomía al sistema con la incorporación del sistema de almacenamiento. Permitir el funcionamiento del motor en ausencia de red durante un determinado tiempo.

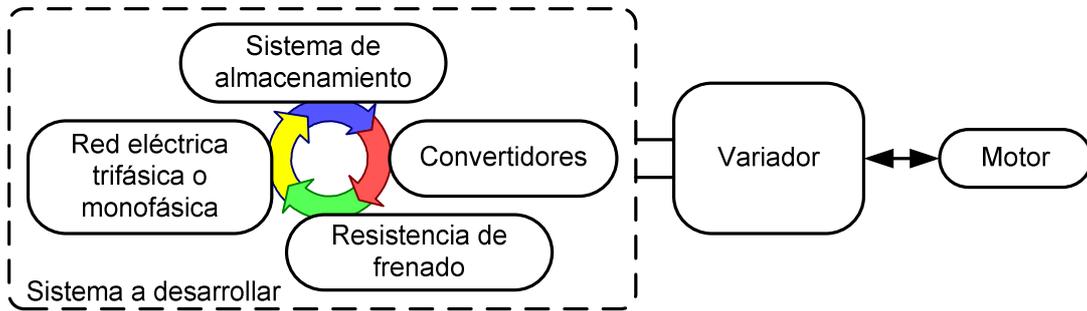


Figura 2.2. Esquema a implementar para el variador de un motor, mejorando su eficiencia energética, reutilizando la energía generada por el mismo.

El sistema de alimentación a desarrollar para mejorar la eficiencia energética del accionamiento de un motor deberá suministrar potencia al motor en los cuadrantes de operación en los que el motor la necesite, mientras que en los casos en los que el motor está entregando energía, el sistema deberá usarla para recargar el sistema de almacenamiento, evitando desperdiciarla en la resistencia de frenado en forma de calor. Sólo en los casos en los que el sistema de almacenamiento esté completamente cargado y como medida de seguridad, la energía generada por el motor deberá ser disipada en la resistencia de frenado. Por este motivo, en determinadas aplicaciones, y generalmente como medida de seguridad, es imposible la eliminación total de la resistencia de frenado, aunque en muchos casos un redimensionamiento de la misma puede reducir notablemente su tamaño.

Adicionalmente a su función de almacenamiento de la energía generada por el motor, otra importante aplicación del sistema de almacenamiento debe ser la gestión de energía cuando el motor está demandando picos de potencia. Por lo general, un motor consume una potencia más elevada en relación a su consumo medio en el comienzo y finalización de su movimiento, pudiendo llegar a demandar el doble de la potencia media durante pocos segundos. La dinámica de un motor suele ser relativamente lenta con respecto a la dinámica de un convertidor conmutado. Por tanto, la demanda de potencia en los picos no impone una dinámica muy exigente al sistema, por lo que un sistema de almacenamiento sencillo puede proporcionar potencia, ayudando a otra fuente a suministrar el total de la potencia demandada por el motor. Esto permitirá dimensionar la potencia necesaria de la fuente de energía primaria (en general la red eléctrica) en función de la potencia media demandada por la carga, en vez de en función de la potencia máxima, como debería ser en el caso de carecer de sistema de almacenamiento. Este redimensionamiento puede permitir, en determinadas aplicaciones, evitar el uso de la red

trifásica, y reducir el tamaño y coste del sistema de alimentación, pudiendo obtener la potencia necesaria de la red monofásica.

Este apartado se ha centrado en la definición de un sistema de alimentación que incorpora una fuente primaria (red eléctrica), un sistema de almacenamiento como fuente secundaria y una carga que puede consumir o entregar potencia. Aunque este apartado se ha centrado en el uso del sistema de alimentación para el accionamiento de un motor (una aplicación muy común), este tipo de sistemas de alimentación pueden tener cabida en distintas aplicaciones, con pequeñas variaciones. Un posible ejemplo (Figura 2.3) puede ser una instalación de vivienda autónoma como carga, en el que la fuente primaria podría ser una instalación mini-eólica y fotovoltaica, con un sistema de almacenamiento como fuente de alimentación secundaria. En este caso la carga no puede devolver energía, pero el sistema de almacenamiento se recargará desde la fuente primaria en los momentos en los que la carga no consuma toda la energía generada. Otro ejemplo, puede ser el sistema de alimentación de un vehículo de tracción, donde la única diferencia con el sistema de accionamiento del motor detallado previamente será que la fuente de energía primaria en este caso es un motor de combustión interna. En este último ejemplo la fuente primaria podría ser también la red eléctrica si se considera el caso de un vehículo eléctrico cuyo sistema de almacenamiento se carga desde la red. En este caso el dimensionamiento del sistema de almacenamiento sería distinto, pues debe suministrar no sólo la potencia demandada en los picos de consumo, sino también la potencia media requerida por el motor del vehículo.

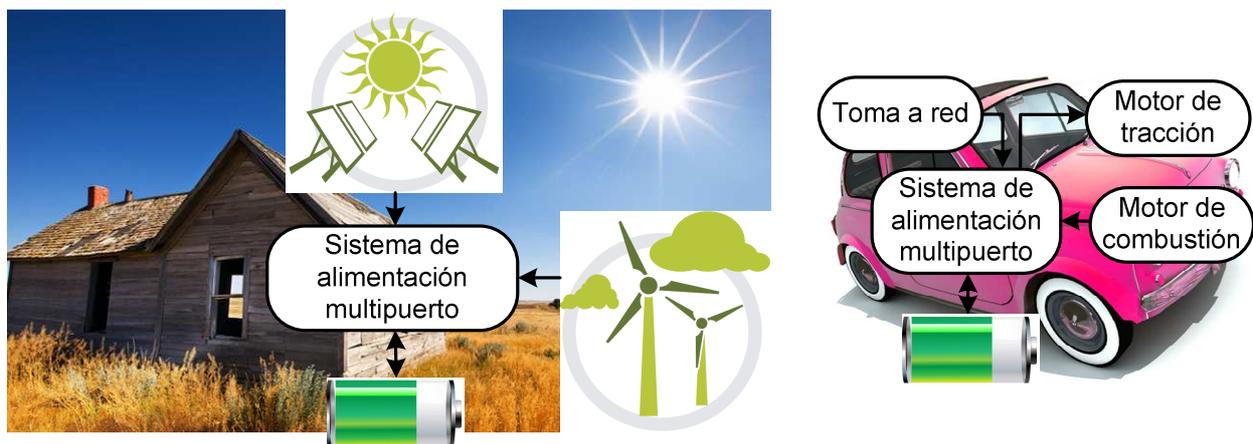


Figura 2.3. Ejemplos de aplicación ilustrativos de sistemas de alimentación multipuerto.

2.1.2 RANGO DE APLICACIÓN

La Instrucción Técnica Complementaria (ITC) del reglamento de electrificación de baja tensión [2.1] establece un grado de electrificación básica, que es la necesaria para la cobertura de

las posibles necesidades de utilización primarias sin necesidad de obras posteriores de adecuación, y debe permitir la utilización de los aparatos eléctricos de uso común en una vivienda. Este grado de electrificación es el más extendido en la mayoría de las viviendas en la actualidad, y es el promotor, propietario o usuario del edificio quien fijará, de acuerdo con la empresa suministradora, la potencia a prever. Para nuevas construcciones esta potencia no será inferior a 5.750W a 230V eficaces en cada vivienda, independientemente de la potencia a contratar por cada usuario, que dependerá de la utilización que éste haga de la instalación eléctrica. Por lo tanto, como se había comentado anteriormente, la incorporación de un sistema de alimentación que permita disminuir la potencia que debe entregar la red eléctrica a una carga por debajo de los 5.750W, gracias, por ejemplo, a la utilización de un sistema de almacenamiento, permitirá la conexión del sistema a la red eléctrica monofásica.

En relación con las tensiones de operación, el sistema de alimentación se analizará considerando el rango de tensiones medias de funcionamiento. Se tomará como referencia el sistema eléctrico español, es decir, tensión alterna senoidal de valor eficaz unos cientos de voltios ($230V \pm 15\%$). Para el sistema de almacenamiento se van a considerar tensiones más reducidas, ya que para determinadas aplicaciones es importante que el sistema de almacenamiento pueda ser manipulado por un operario de manera segura, por lo que las tensiones a considerar en este caso serán menores de 60V (12V-48V). Para la alimentación de la carga, en el caso de que sea el accionamiento de un motor, suele utilizar un bus de continua de una tensión en torno a 550V, por lo que se considerarán tensiones en el rango de los centenares de voltios (200V-600V). En este rango de tensiones también encajaría, por ejemplo, la alimentación de una vivienda unifamiliar.

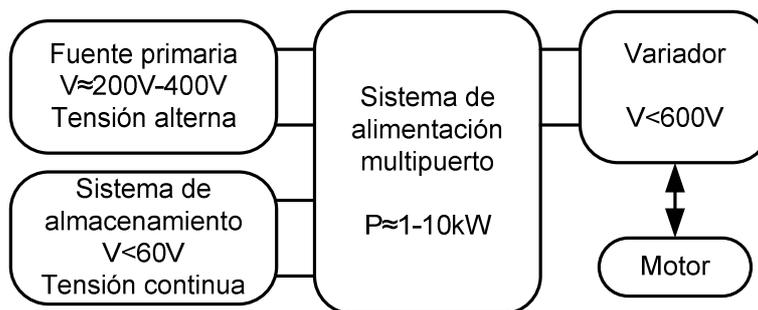


Figura 2.4. Rangos de tensión de potencia para los que se realizará el análisis del sistema de alimentación a desarrollar.

2.1.3 CARGA Y MODOS DE OPERACIÓN

Considerando el comportamiento de un motor como carga en un sistema de alimentación, se deberá tener en cuenta que el motor podrá trabajar en distintos modos de funcionamiento y en

cada uno de ellos el sistema de alimentación deberá cumplir unas especificaciones distintas. De manera general, se pueden enumerar los siguientes modos de funcionamiento:

- Modo 1: el motor representa una carga para el sistema de alimentación, consumiendo potencia. Hay que tener en cuenta que en el arranque habrá un pico de consumo de potencia, mientras que en la frenada se puede producir una devolución de potencia, aunque el balance neto de energía en este modo es negativo (el motor consume potencia neta). Un posible perfil de potencia de este modo se puede ver en la Figura 2.5.
- Modo 2: el motor se comporta como un generador. El balance neto de energía es positivo (el motor aporta energía al sistema de alimentación), aunque, como ocurría en el modo 1, en el arranque se puede producir un pico de producción de energía mientras que en la frenada el sistema de alimentación tendrá que aportar potencia al variador. En general la energía entregada por el motor podrá ser consumida por el propio sistema de alimentación, devuelta a la fuente primaria (si estuviera permitido) o usada para recargar el sistema de almacenamiento.
- Modo 3: el motor se encuentra parado, sin demandar o entregar potencia. En este caso, es importante mantener la tensión sobre la carga (compuesta por el variador y el motor) desde el sistema de alimentación, generalmente por las especificaciones del variador, por lo que el sistema no se podrá apagar por completo. En estos momentos se puede realizar una carga controlada de los sistemas de almacenamiento desde la fuente de energía primaria.

En la Figura 2.5 se muestra unos posibles perfiles de potencias entre las dos fuentes y la carga formada por el variador y el motor. Por supuesto otros perfiles serían posibles, por ejemplo devolver energía a la fuente primaria, limitar la potencia de la fuente primaria y que el sistema de almacenamiento ayudara al mismo, que la potencia demandada al finalizar el modo 2 fuera entregado por el sistema de almacenamiento, etc.

2.2 CONFIGURACIONES PROPUESTAS EN EL ÁMBITO DE APLICACIÓN

Existen multitud de posibilidades que permitirían cumplir las especificaciones del sistema de alimentación presentado en el capítulo anterior. Una posible opción es la utilización de un único convertidor multipuerto que integrara en tres puertos la fuente de alimentación primaria, el sistema de almacenamiento y la carga. Esta opción se ha descartado, debido a su complejidad y a

su escasa modularidad, ya que sería necesaria la implementación de un convertidor multipuerto concreto para cada aplicación, aunque las diferencias entre ellas fueran sutiles.

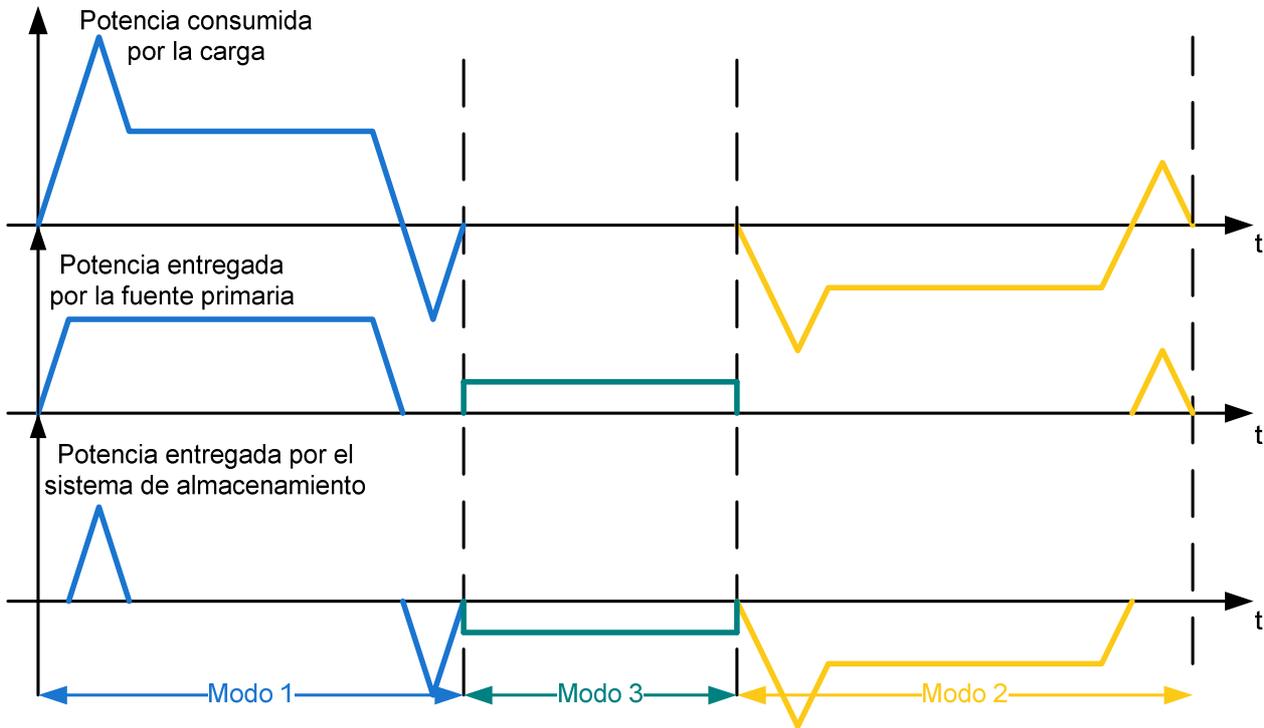


Figura 2.5. Ejemplo de perfiles de potencias entre las dos fuentes y la carga.

El uso de un sistema de alimentación multipuerto basado en varios convertidores otorga una mayor modularidad y la posibilidad de optimizar de manera independiente cada uno de los convertidores que componen el sistema. En este apartado, se propondrán tres distintas configuraciones de sistemas multipuerto que pueden cubrir el ámbito de aplicación anteriormente expuesto. Aun así, siguen existiendo un gran número de posibilidades para el diseño del sistema de alimentación multipuerto que se propone en el presente trabajo, aunque existen diversas limitaciones que todas las opciones deben de cumplir y son las siguientes:

- Como se comentó con anterioridad, un objetivo del presente trabajo de tesis es utilizar la red monofásica como fuente primaria. En este caso, esta conexión deberá cumplir con la norma IEC 61000-3-2 55 [2.2],[2.3], que limita la inyección de armónicos de baja frecuencia a la red. Esta norma establece que el contenido armónico de la corriente demandada por un equipo electrónico conectado a la red debe estar por debajo de unos ciertos niveles. No es estrictamente necesario que la forma de onda de la corriente demandada sea puramente senoidal, dependiendo de la potencia manejada por el equipo es posible admitir un cierto grado de distorsión, pero la norma determina unos límites [2.4]-[2.6]. Para las potencias manejadas en el ámbito de aplicación expuesto será necesario que

la corriente demandada sea muy senoidal, por lo que será necesario el uso de un convertidor con Corrección del Factor de Potencia (CFP) [2.7]-[2.9].

- La inclusión de un sistema de almacenamiento hace necesario una gestión bidireccional de la energía, ya que el sistema de almacenamiento debe poder absorber y entregar energía. Por lo tanto, dentro del sistema de alimentación deberá existir algún convertidor bidireccional. Además, considerando que el sistema de almacenamiento debe poder ser manipulado con seguridad y que por tanto proporcionará una tensión segura, el convertidor bidireccional que se conectará al sistema de almacenamiento tendrá que incorporar aislamiento galvánico.
- En el caso de la carga, como se ha comentado en el apartado anterior, se considerará el uso de un variador y un motor. Tanto las especificaciones del variador como los modos de operación detallados anteriormente impondrán importantes limitaciones al sistema.

Teniendo en cuenta estas premisas, para conformar el sistema de alimentación se proponen dos configuraciones distintas, una configuración en cascada y otra en paralelo, que se consideran a priori las que tendrían mejores prestaciones como sistemas de alimentación sencillos.

En la Figura 2.6 se muestra la configuración en cascada, en la que la fuente primaria se colocará en cascada a través de un convertidor CA/CC con el sistema de almacenamiento, alimentando éste último, a través del convertidor CC/CC bidireccional, la carga. Con esta configuración el convertidor CA/CC será un cargador de baterías con CFP en alguna de sus diversas topologías.

La baja tensión de salida del convertidor CA/CC, exigida por el sistema de almacenamiento, hace que en el caso de utilizar una única etapa ésta no puede ser un convertidor elevador, ya que en este caso la tensión de salida tendría que ser necesariamente mayor que la tensión de entrada. Habría que valorar la posibilidad de utilizar como convertidor CA/CC un convertidor *Flyback*, teniendo como principal incertidumbre en este caso si va a ser posible manejar toda la potencia con un rendimiento y tamaño competitivo. Otra alternativa es el uso de un convertidor en doble etapa, donde la primera etapa podría ser un elevador con CFP y la segunda podría ser un convertidor CC/CC con aislamiento galvánico. En este caso es posible depurar el diseño de ambas etapas para obtener un buen rendimiento, aunque siempre estará penalizado por el hecho de estar procesando la energía dos veces.

La mayor desventaja de esta configuración son las especificaciones de potencia que se exigen al convertidor CC/CC bidireccional, a través del cual se debe proporcionar toda la potencia a la

carga. Por tanto, el convertidor CC/CC debe realizar una importante elevación de la tensión manejando altos valores de potencia de manera bidireccional. Estas características hacen que el convertidor CC/CC sea el elemento crítico de esta configuración.

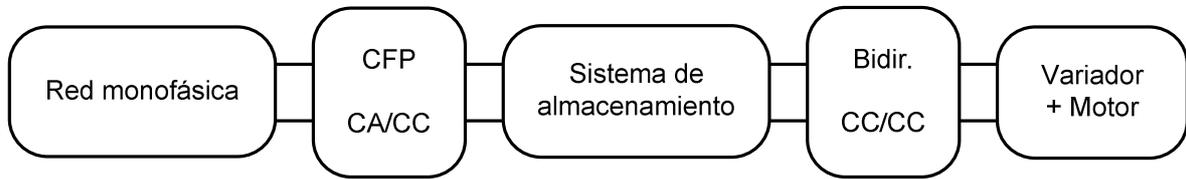


Figura 2.6. Configuración en cascada.

En la Figura 2.7 se puede observar una distribución distinta del sistema de almacenamiento. Como se puede ver en esta configuración, el sistema de almacenamiento y la fuente primaria se encuentran colocados en paralelo conectando sus salidas a un bus intermedio de continua al que se conectará la carga. Esta configuración en paralelo tiene ciertas ventajas en relación con la configuración en cascada previamente presentada. La ventaja que se considera más importante es la disminución de la potencia exigida al convertidor CC/CC bidireccional, ya que en esta configuración se puede entregar potencia a la carga tanto desde el sistema de almacenamiento como desde la fuente primaria simultáneamente. Gracias a esto, la potencia que debe manejar el convertidor CC/CC bidireccional se puede reducir notablemente, haciendo que su diseño sea, aunque complejo, más asequible.

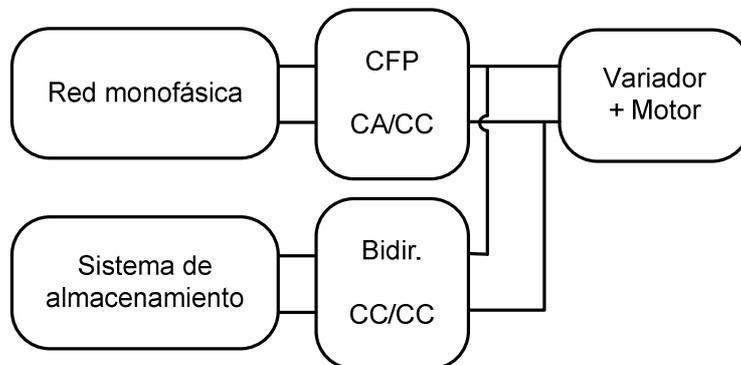


Figura 2.7. Configuración en paralelo.

Respecto al convertidor CA/CC, en este caso su tensión de salida es elevada, por lo que sí será posible utilizar un convertidor elevador con CFP. Además, como tanto su tensión de entrada como su tensión de salida son tensiones no seguras (superiores a 60V), no será necesaria la incorporación de aislamiento galvánico.

Por otro lado, esta configuración tiene ciertas desventajas como es que los dos convertidores deben trabajar en paralelo, lo que complicará el control global del sistema. También cabe

mencionar que la carga del sistema de almacenamiento a través de la fuente primaria se hace de una manera menos eficiente, ya que en la carga habitual del mismo la potencia debe sufrir dos conversiones, una a través del CA/CC y otra a través del CC/CC, con las correspondientes pérdidas en cada uno de los convertidores.

Como se ha comentado, cada una de las configuraciones tiene sus ventajas e inconvenientes. No obstante, teniendo en cuenta la dificultad intrínseca que supone el diseño y construcción de un convertidor CC/CC bidireccional que transforme la tensión en más de un orden de magnitud manejando altas potencias, se considera que cualquier ayuda a la hora de la realización del mismo es fundamental, por lo que la configuración paralelo se considera a priori más interesante, por reducir de manera considerable los valores de potencia que debe manejar el convertidor CC/CC bidireccional. No obstante, para verificar la configuración más adecuada, se tienen que valorar parámetros importantes como el rendimiento, volumen y coste de las distintas configuraciones propuestas. Para ello se propondrá un ejemplo concreto de aplicación y se realizará una comparativa más exhaustiva.

2.2.1 PROCEDIMIENTO PARA LA COMPARATIVA

El objetivo principal del análisis de cada una de las configuraciones de una manera general, es realizar una comparación entre las mismas y no la obtención del valor absoluto de coste, rendimiento o volumen de cada configuración. Por este motivo se han realizado ciertas consideraciones y aproximaciones que permitirán realizar la comparación de una manera sencilla pero suficientemente justa.

La comparativa entre las distintas configuraciones se realizará en función de los mencionados parámetros: rendimiento, coste y volumen. El rendimiento siempre es un factor importante a la hora de comparar sistemas de alimentación, ya que por lo general un sistema energéticamente más eficiente será un sistema más económico, debido sobre todo al ahorro energético y a la posible reducción de los elementos disipadores.

Por otro lado, el criterio del coste también es de sumo interés, aunque no siempre será el criterio más importante, ya que como se ha comentado, una inversión en un sistema de alimentación más caro pero que lo haga más eficiente puede redundar en un ahorro económico global. Por lo general existirá una disparidad entre los componentes más económicos y los más eficientes, por lo tanto se seleccionarán los mismos siguiendo dos diferentes criterios, por un lado el que se denominará “Criterio 1” (C1), en el que se tendrá en cuenta únicamente la reducción al

máximo del coste y por otro lado el que se denominará “Criterio 2” (C2), en el que se tratará de optimizar tanto el rendimiento como el volumen, sin considerar el coste de los componentes.

Por último el volumen del sistema de alimentación no siempre será determinante, dependerá de la aplicación en concreto. Sin embargo, existen aplicaciones, como por ejemplo el vehículo eléctrico, en las que las restricciones de volumen son tan importantes que en ocasiones es decisivo a la hora de seleccionar la topología del sistema a implementar.

Para realizar los cálculos comparativos que permitan seleccionar la topología más adecuada respecto al rendimiento, se tendrán en cuenta solamente las pérdidas relacionadas a los semiconductores. Se ha considerado que las pérdidas de los semiconductores serán las de mayor influencia a la hora de comparar distintas topologías.

Para la comparativa de coste se tendrán en cuenta los precios de los semiconductores y de los condensadores. El coste de los elementos magnéticos es muy difícil de estimar debido a que por lo general son un elemento construido a medida y que por lo tanto su coste dependerá mucho en función del número de componentes realizados.

La comparativa en función del volumen se realizará teniendo en cuenta el tamaño de los condensadores, de los elementos magnéticos y de los radiadores, los cuales a su vez dependerán de las pérdidas calculadas en los semiconductores. Se considera que los elementos mencionados son los que marcan la diferencia en relación al volumen total del convertidor.

El proceso a seguir para realizar la comparativa en función de los parámetros previamente detallados se presenta esquemáticamente en la Figura 2.8. De manera muy resumida, ya que posteriormente se realizará una enumeración de los modelos, criterios e hipótesis realizadas en cada uno de los siguientes subapartados, el proceso comienza con un análisis estático de los convertidores que compondrán el sistema, y a partir de este análisis se obtienen las solicitudes de los componentes que conformarán los convertidores. Conocidas las solicitudes eléctricas, se seleccionan los dispositivos concretos que cumplen con las mismas atendiendo a los dos criterios expuestos, C1 y C2, y se calculan tanto las pérdidas de los semiconductores como el coste y volumen de los componentes en cuestión para obtener un rendimiento, coste y volumen global de cada topología que nos permitirá compararlas.

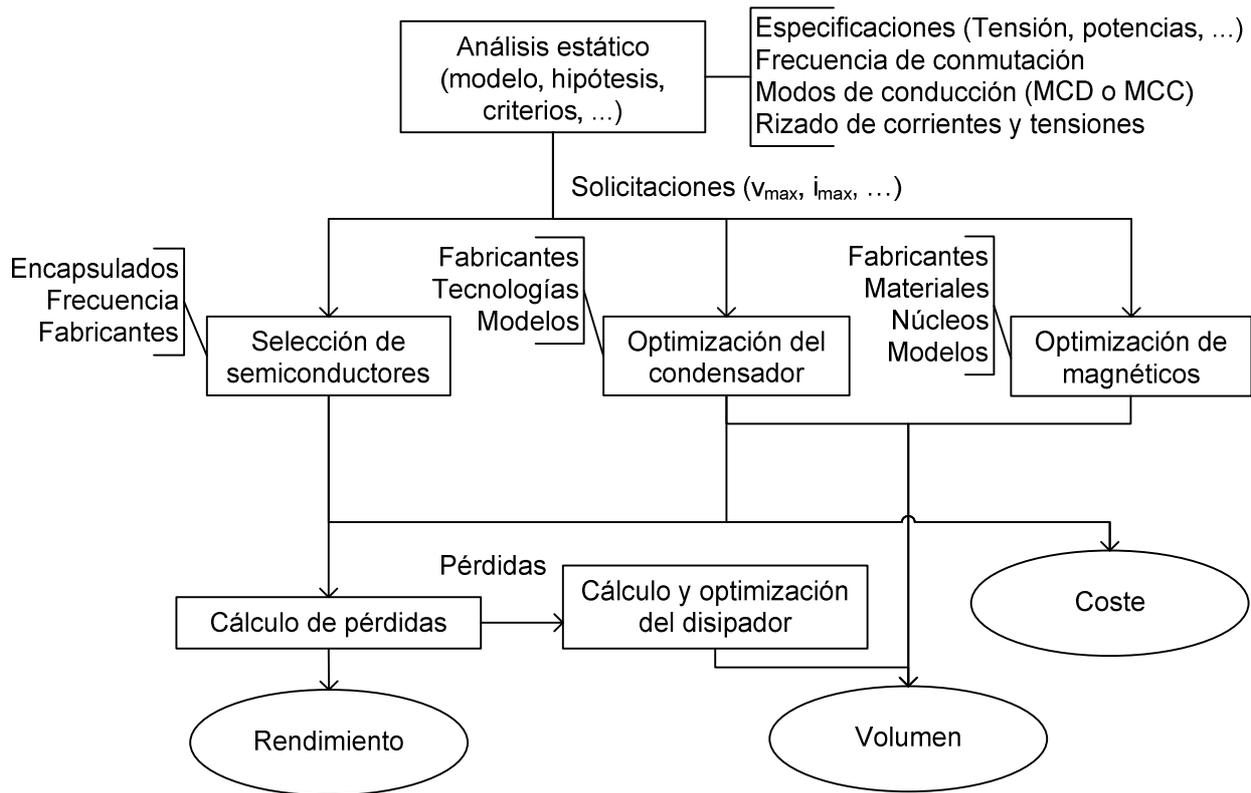


Figura 2.8. Esquema del proceso comparativo de las distintas topologías para el diseño del sistema.

2.2.1.1 Análisis estático

Para realizar el diseño de un convertidor determinado, inicialmente se realiza su análisis estático. De esta manera utilizando las ecuaciones básicas de funcionamiento del convertidor se pueden calcular fácilmente los esfuerzos a los que se verán sometidos los distintos componentes [2.10]. Así, se podrán seleccionar los componentes más adecuados para cada topología.

Para realizar el análisis estático se utilizan las especificaciones que debe cumplir el convertidor y se aplican ciertas hipótesis y criterios que servirán para comparar los distintos convertidores como por ejemplo, modos de conducción, frecuencias de conmutación, rizados de corriente y de tensión, etc. Estas hipótesis se mantendrán para todos los convertidores haciendo que la comparativa sea lo más equitativa posible.

En todos los convertidores se ha considerado que el paso de Modo de Conducción Continuo (MCC) a Modo de Conducción Discontinuo (MCD) se produce cuando la carga se reduce a la mitad de la carga nominal. Esta consideración depende de las condiciones de funcionamiento del convertidor, y se utiliza, fundamentalmente, en el diseño de la bobina de filtro (cuanto mayor sea el margen de trabajo en MCC, mayor debe ser esta bobina). En el diseño definitivo de cada convertidor puede ser diferente, pero en este punto se está utilizando como valor de referencia

para establecer una comparación entre varias opciones, y la conclusión obtenida con la comparativa seguirá siendo válida sea cuál sea este valor.

Se ha seleccionado una frecuencia de conmutación de los interruptores de 100kHz. Se considera una frecuencia suficientemente elevada como para reducir sensiblemente el tamaño de los elementos reactivos con funciones de filtrado y por otra parte no es excesivamente grande como para que los posibles elementos parásitos del circuito supongan un grave problema. En cualquier caso éste es un valor arbitrario, útil para que la comparación entre topologías se haga en condiciones similares.

2.2.1.2 Selección de semiconductores

El uso de determinados semiconductores será un factor determinante en la comparativa de coste y rendimiento, por lo tanto, una vez calculados los esfuerzos máximos que sufren cada uno de los semiconductores, se podrán buscar componentes comerciales que soporten dichos esfuerzos calculados. Una vez seleccionados los componentes comerciales, se puede conocer el coste del sistema asociado a los semiconductores y también las características de los mismos, permitiendo calcular las pérdidas que se derivan de su uso y por tanto el rendimiento estimado del sistema. Para encontrar los semiconductores se usarán las páginas webs de los fabricantes más habituales y de los distribuidores de componentes electrónicos [2.11]-[2.18].

Como criterio de selección y por motivos de seguridad se han sobredimensionado los esfuerzos a soportar por los semiconductores seleccionados. Para la selección tanto del transistor como del diodo, se ha utilizado como criterio general que los mismos deben ser capaces de soportar 1,5 veces la tensión máxima calculada a partir del análisis estático del circuito. En cuanto a la corriente, se han dimensionado para que sean capaces de conducir al menos 2 veces la corriente eficaz, en el caso de los transistores, o la corriente media, en el caso de los diodos, calculada a partir del análisis estático. De esa forma se asegura que el dispositivo va a poder manejar los sobreesfuerzos tanto de tensión como de corriente que van a aparecer en las conmutaciones.

En general, existen semiconductores que introducen unas mayores pérdidas, lo cual es contraproducente, pero por otro lado pueden ser los más baratos, por lo tanto la selección del semiconductor más adecuado dependerá del objetivo de diseño del convertidor, según se quiera que sea competitivo en rendimiento o en coste. Como se ha comentado con anterioridad, se considerarán dos criterios para la configuración de los convertidores; por un lado el que se

denominará “Criterio 1” (C1), en el que se tendrá en cuenta únicamente la reducción al máximo del coste y por otro lado el que se denominará “Criterio 2” (C2), en el que se tratará de optimizar tanto el rendimiento como el volumen, sin considerar el coste de los componentes.

2.2.1.3 Cálculo de pérdidas

Es importante reiterar que el objetivo final es realizar una comparativa entre las distintas topologías, por lo que el cálculo exhaustivo de un valor absoluto de pérdidas de cada convertidor no es el objetivo de este estudio. Por tanto, para el cálculo de las pérdidas en los semiconductores, se han considerado exclusivamente las pérdidas de conducción. Las pérdidas de conmutación tienen un efecto innegable en el cálculo de los disipadores, y habrá que tenerlas en cuenta a la hora de hacer el diseño eléctrico de cada uno de los convertidores que conformarán el sistema de alimentación final, pero para la selección de cuál es la estructura del sistema de alimentación más adecuada, estas pérdidas no se consideran un factor diferencial, así que por simplicidad no se han tenido en cuenta en este estudio. Además, en el diseño final de los convertidores se tratará de aplicar técnicas para conseguir la conmutación suave de los semiconductores, reduciendo al máximo estas pérdidas para así incrementar el rendimiento del convertidor, por lo tanto, la aproximación de estas pérdidas a cero, puede mantener una comparativa justa.

Una vez que se seleccionan los semiconductores y se conocen sus cualidades más importantes a partir de las hojas de características de los mismos, se pueden calcular sus pérdidas siguiendo las siguientes expresiones [2.19]:

- Pérdidas en el diodo: Es la suma de las pérdidas debidas a la caída de tensión directa (V_f) más las pérdidas en la resistencia directa (r_D) del diodo.

$$P_{Dcond} = i_{mD} \cdot V_f + r_D \cdot i_{efD}^2, \quad (4.1)$$

donde i_{mD} y i_{efD} son la corriente media y eficaz por el diodo respectivamente.

- Pérdidas de conducción en el transistor: Son debidas a la resistencia en conducción del MOSFET (R_{dson}).

$$P_{Mcond} = R_{dson} \cdot i_{efM}^2, \quad (4.2)$$

donde i_{efM} es la corriente eficaz por el transistor.

2.2.1.4 Cálculo del disipador

Si por un lado los semiconductores, y más concretamente sus pérdidas, determinan el rendimiento del convertidor, los elementos que determinarán el volumen del mismo serán el radiador, los condensadores y los elementos magnéticos. Para el cálculo de los radiadores, el dato de partida es la potencia a disipar por los semiconductores. A partir de ese dato, se calculará la longitud de radiador que hay que utilizar para asegurar que la temperatura en el material semiconductor no supera los niveles máximos de funcionamiento.

En los cálculos efectuados se han sumado todas las pérdidas debidas a los transistores como si estuvieran en un único dispositivo, y lo mismo con los diodos, y se ha supuesto que ambos (el diodo y el transistor equivalente) están montados sobre el mismo radiador. Evidentemente, esto lleva a un cálculo cuantitativamente incorrecto, pero válido desde el punto de vista comparativo, para valorar cuál es la opción que requiere un disipador menor.

Para realizar el cálculo del volumen del radiador se ha supuesto el uso de un disipador comercial realizado a partir de un perfil de extrusión. Este tipo de disipador se distribuye en barras, permitiendo utilizar la longitud necesaria para mantener la temperatura de los semiconductores por debajo del valor seleccionado. Para calcular la longitud necesaria de disipador, se utilizarán las siguientes hipótesis y el modelo de la Figura 2.9:

- La resistencia térmica encapsulado-radiador para el encapsulado TO220 es de $0,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ y de $0,3^{\circ}\text{C}/\text{W}$ para el encapsulado TO247. Se reducirá esta resistencia 0,6 veces por la acción de la pasta de silicona entre el encapsulado y el radiador.
- Se supone que en ninguno de los casos se usará ventilación forzada. Se establece una temperatura máxima del radiador de 90°C . Al haber elementos cercanos sensibles a las altas temperaturas como son los condensadores (se pueden secar más rápidamente) se establece esta temperatura como solución de compromiso. Se considerará la temperatura ambiente de 40°C , para valorar la posibilidad de que el convertidor este ubicado en un armario.

2.2.1.5 Cálculo de los elementos magnéticos

Como se ha comentado con anterioridad en el caso de los elementos magnéticos el objetivo será obtener una valoración del volumen que permite hacer una comparación entre las distintas alternativas. Dado que los elementos magnéticos se suelen fabricar a medida para cada convertidor, su coste tiene una gran variabilidad, dependiendo, por ejemplo, de si el núcleo es

estándar o muy particular, el número de componentes que se deseen construir, etc. En lo que se refiere a las pérdidas, por lo general la selección del tamaño del núcleo está relacionada con las pérdidas que se pueden asumir en el elemento magnético, que suelen representar un porcentaje de la potencia manejada por el mismo. Como condición de diseño se ha impuesto que la temperatura que se alcanza en el material magnético no supere los 60°C.

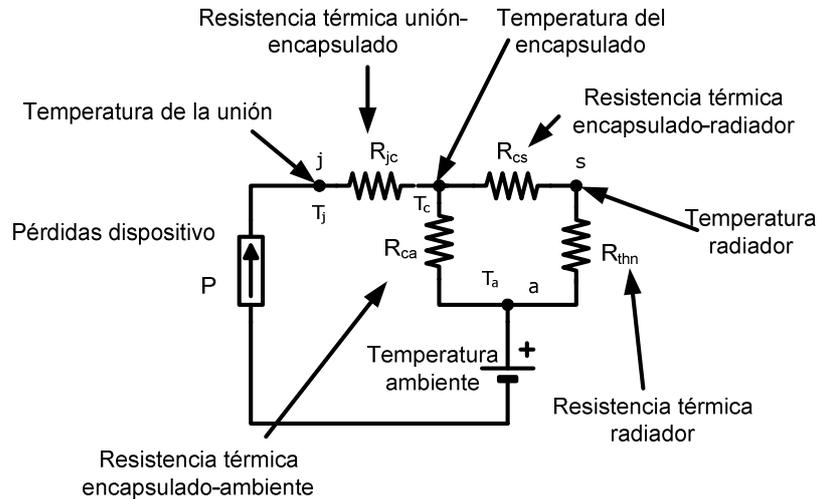


Figura 2.9. Modelo para el dimensionado del radiador.

Aunque no se realice un cálculo exhaustivo de las pérdidas de cada elemento magnético, para el cálculo del volumen de los elementos magnéticos, se necesita realizar el diseño de los mismos. Teniendo en cuenta los esfuerzos que deben soportar los componentes del convertidor y el valor de inductancia o la relación de transformación necesarios en cada caso, se realiza el proceso de diseño de la inductancia o del transformador respectivamente siguiendo el proceso que se detalla a continuación.

Las pérdidas en un elemento magnético pueden ser de dos tipos [2.10]:

- Pérdidas en el cobre, debidas a su resistividad. Estas pérdidas aumentan con el número de vueltas y disminuyen con la sección de cobre. El criterio de diseño será entonces utilizar una sección de cobre lo mayor posible y compatible con el espacio de ventana disponible en el núcleo magnético. En el caso de un transformador con dos devanados que deben ser alojados en el mismo núcleo, se repartirá el área de ventana entre ambos proporcionalmente a las corrientes eficaces que tiene que conducir cada uno (de esta forma se optimiza el reparto de pérdidas entre los dos, puesto que son proporcionales a esta corriente eficaz):

$$P_{Cu} = \frac{l_m}{\sigma_{fw}} \left(\frac{N_1^2}{A_{w1}} i_{ef1}^2 + \frac{N_2^2}{A_{w2}} i_{ef2}^2 \right), \quad (4.3)$$

siendo A_{wi} , i_{efi} y N_i el área de ventana, la corriente eficaz y el número de vueltas asignada al devanado i , respectivamente, l_m la longitud media por vuelta, σ la conductividad del cobre y f_w el factor de llenado de ventana empleado, típicamente 0,35.

- Pérdidas en el núcleo magnético debidas a histéresis y por corrientes inducidas en el propio núcleo (*eddy currents*). Los datos que da el fabricante para el cálculo de estas pérdidas están en función de la amplitud de la variación (al cuadrado) de la densidad de campo magnético B . Esta densidad de campo magnético está a su vez relacionada con el rizado de alta frecuencia de la corriente por medio de la expresión:

$$B_{AC} = \frac{L_1 \Delta i_{AC}}{N_1 A_1}, \quad (4.4)$$

de esta forma se pueden relacionar las pérdidas en el núcleo con el número de vueltas.

Representando ambas pérdidas, en función del número de vueltas, es posible encontrar un número de vueltas que minimiza la suma de ambas. Una vez encontrado el número de vueltas que minimiza las pérdidas totales hay asegurarse de que en esas condiciones el núcleo no se satura, es decir, que $B_{max} < B_{sat}$, para lo cual se puede usar la siguiente expresión:

$$B_{sat} = \frac{L_1 I_{max1}}{N_1 A_1}. \quad (4.5)$$

Si esta condición no se cumple, habrá que utilizar un número de vueltas mayor, con lo que no se estará en el punto de mínimas pérdidas. En el caso de que el elemento magnético a diseñar fuera una inductancia, una vez determinado el número de vueltas necesario, se debe calcular el entrehierro (g) que hay que incluir para conseguir el valor de inductancia deseado. Este entrehierro se puede calcular a partir de la ecuación (4.6), siendo l_e la longitud efectiva y μ_0 y μ_r la permeabilidad magnética del vacío y relativa del material, respectivamente.

$$L = \frac{\mu_0 N^2 A_1}{g + \frac{l_e}{\mu_r}}. \quad (4.6)$$

Por último, para la selección del tamaño del núcleo magnético se ha establecido la condición de que la temperatura que se alcanza en el material magnético debido a sus pérdidas tiene que ser inferior a 60°C. Esto nos lleva a un proceso iterativo de diseño que parte del núcleo más pequeño disponible, hasta llegar a encontrar el mínimo tamaño que permite construir el elemento magnético (bobina o transformador o en el caso de un *Flyback*, bobinas acopladas) con una temperatura por debajo de un cierto nivel y, por tanto, minimizando las pérdidas.

2.2.1.6 Cálculo y optimización del condensador del filtro de salida

Para el cálculo del condensador del filtro de salida, el objetivo principal será la optimización entre el coste y el volumen que supondrán su utilización en el convertidor. Para obtener los valores de coste y volumen de los mismos, se consultarán las páginas webs de distribuidores de componentes electrónicos previamente mencionadas.

A efectos de comparación entre las distintas alternativas se ha fijado un rizado de la tensión de salida del 1%. Esto nos permite hacer una valoración cualitativa de cuál es la topología que ofrece las mejores prestaciones, aunque en el diseño final el rizado pueda ser otro.

Se debe por tanto considerar el tamaño necesario de condensador para mantener el rizado de la tensión de salida por debajo del 1%. Para cada topología existirán ciertas peculiaridades para el cálculo del mismo. En el caso del convertidor CA/CC, debido a que sus formas de onda de tensión y de corriente de entrada son senoidales, será el que mayor valor de condensador necesitará. El valor de condensador de salida necesario se puede estimar sabiendo que la potencia instantánea consumida en la entrada será [2.20]-[2.23]:

$$P_{in}(t) = V_{in}I_{in}\text{sen}^2(\omega t) = 2P\text{sen}^2(\omega t). \quad (4.7)$$

Esto quiere decir que si la tensión de salida se mantiene constante por efecto del lazo de control, la corriente inyectada al conjunto (carga + condensador de filtro) será:

$$i_{out}(t) = \frac{2P}{V_{out}}\text{sen}^2(\omega t) = \frac{P}{V_{out}}(1 - \cos(2\omega t)) = I_{out}(1 - \cos(2\omega t)). \quad (4.8)$$

Esta corriente de salida tiene una componente continua que circula por la carga (I_{out}) y una componente alterna que al circular por el condensador de filtro produce un rizado de baja frecuencia ($2 \cdot f_{red}$). El valor del condensador se seleccionará para mantener el rizado de tensión por debajo del valor especificado:

$$\Delta V_{outAC} = \frac{1}{C} \int_0^{\frac{\omega\pi}{4}} I_{out} \cos(2\omega t) dt = \frac{I_{out}}{2\omega C} = \frac{P_{out}}{4\pi f_{red} C V_{out}}. \quad (4.9)$$

$$C = \frac{I_{out}}{4\pi f_{red} \Delta V_{out}}. \quad (4.10)$$

Con respecto a la tecnología a utilizar para los condensadores, solo se considerará el uso de condensadores electrolíticos, que serán los que introduzcan un mayor volumen y coste al global del convertidor. Para la selección del condensador más adecuado siguiendo los criterios de coste y volumen se ha seguido el proceso ilustrado en la Figura 2.10 [2.24].

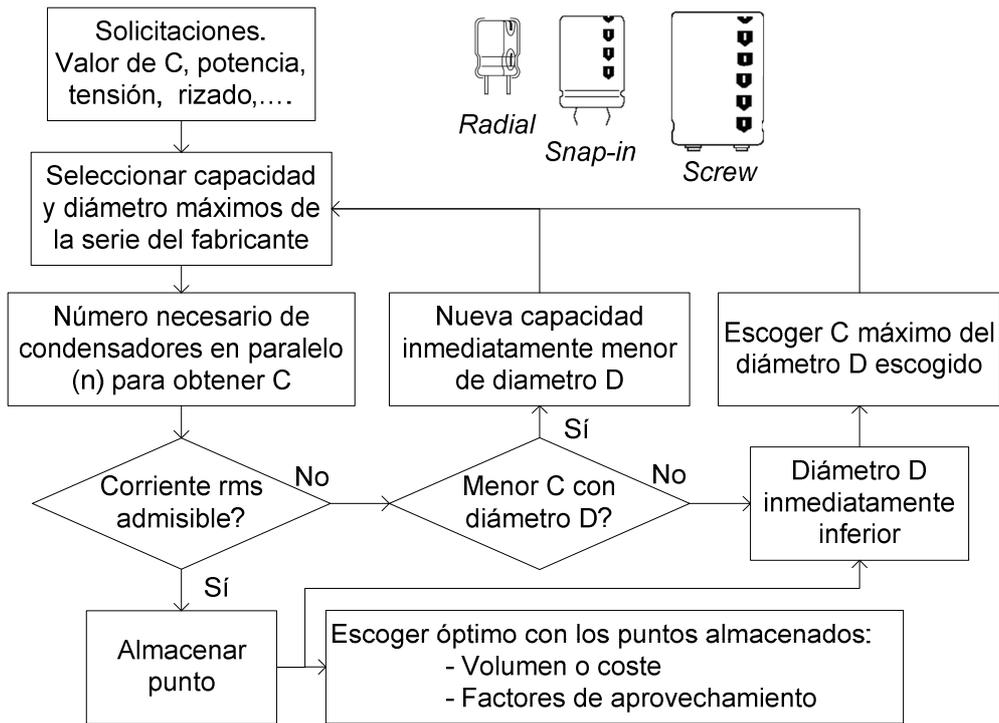


Figura 2.10. Proceso para selección del condensador más adecuado.

2.2.2 EJEMPLO CONCRETO PARA REALIZAR LA COMPARATIVA

Para completar el estudio comparativo se presenta un ejemplo en el que se han concretado valores específicos de tensiones y potencias dentro del ámbito de aplicación previamente expuesto. Estos valores se presentan ilustrativamente en la Figura 2.11 y son:

- La fuente primaria ha sido la red eléctrica monofásica, con un límite de la potencia contratada a un máximo de 2kW.
- El sistema de almacenamiento está compuesto por baterías que proporcionan una tensión nominal de 48V.
- La carga ha sido un motor cuyo consumo máximo es de 5kW. El variador que controla el motor se alimenta a una tensión nominal de 540V.

Se compararán tres alternativas distintas. En el caso de la configuración en cascada, se analizarán dos posibilidades como convertidor CA/CC, mientras que para el caso de la configuración en paralelo sólo se analizará una.

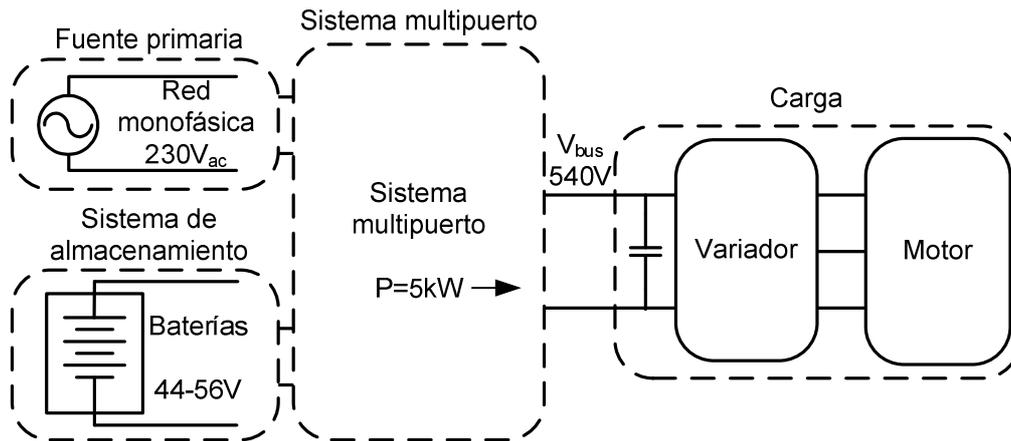


Figura 2.11. Ejemplo de sistema multipuerto a diseñar para realizar la comparativa de distintas topologías.

Se realizará el análisis comparativo de la configuración en cascada, formada, como se ha comentado previamente, por un *Flyback* o un elevador seguido de un medio puente como convertidor CA/CC y un puente completo como convertidor CC/CC. En la Figura 2.12 y la Figura 2.13 se muestran, además de las configuraciones y las topologías de convertidor que las conforman, las especificaciones eléctricas que se han tomado como ejemplo en cada caso para realizar la comparativa.

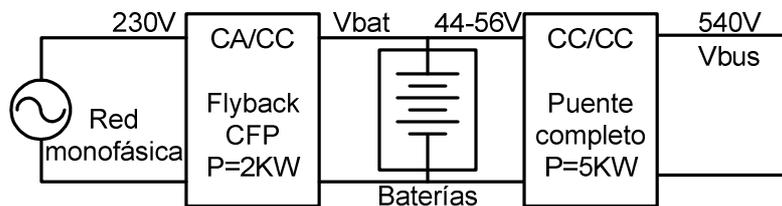


Figura 2.12. Configuración en cascada usando un *Flyback* con CFP como convertidor CA/CC.

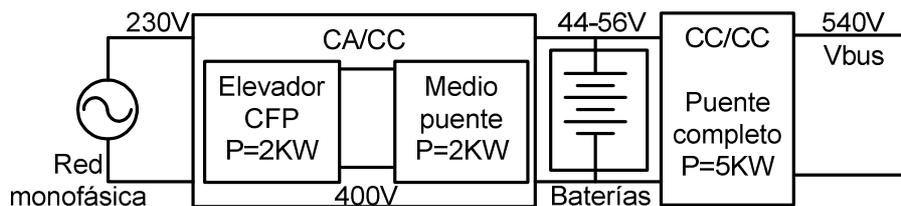


Figura 2.13. Configuración en cascada usando una doble etapa compuesta por un elevador con CFP seguido de un medio puente como convertidor CA/CC.

La configuración en paralelo estará formada, como se ha comentado previamente, por un elevador realizando CFP, como convertidor CA/CC y un puente completo como convertidor CC/CC. En la Figura 2.14 se muestran, además de la topología de convertidores que componen esta configuración, las especificaciones eléctricas que se han considerado como ejemplo para realizar la comparativa, que son semejantes a las consideradas en la configuración en cascada, para que la comparativa sea lo más equitativa posible.

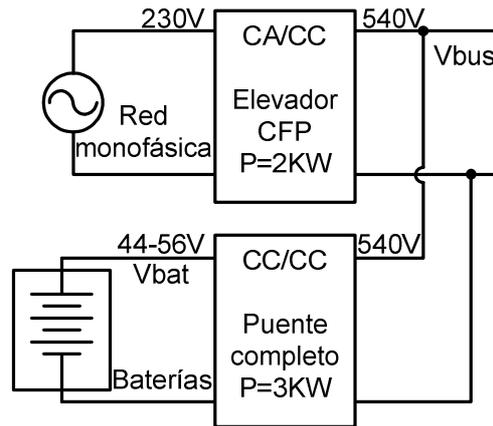


Figura 2.14. Configuración en paralelo.

Teniendo en cuenta las estructuras a analizar y el procedimiento previamente expuesto, se realiza la comparativa que se presenta de manera completa en el Anexo A y de la cual a continuación se mencionarán sólo los detalles de cada uno de los componentes que se consideran de mayor interés. Finalmente se presentarán un resumen y las conclusiones de la comparativa realizada.

2.2.2.1 Semiconductores

En el caso de los interruptores controlados, se realizará una selección centrándose en la búsqueda de MOSFETs que puedan soportar los esfuerzos calculados siguiendo el procedimiento detallado previamente. La selección de MOSFET descartando el uso de IGBTs se basa principalmente en la selección de una frecuencia de conmutación demasiado elevada para el uso de IGBTs. El uso de IGBTs (por supuesto reduciendo considerablemente la frecuencia de conmutación) podría conllevar buenos resultados de rendimiento en alguna configuración, aunque la reducción de la frecuencia implicaría un importante aumento en el volumen por el mayor tamaño de los elementos reactivos. Teniendo en cuenta que se busca una comparativa suficientemente justa pero sencilla, se ha determinado que la frecuencia de conmutación siempre sea la misma y de 100kHz, por lo que la búsqueda y selección de interruptores controlados se limitará a MOSFETs.

En el caso de los MOSFETs de alta tensión, se han seleccionado mayoritariamente MOSFETs CoolMOS de Infineon. En principio parecen ser los que por regla general tienen las mejores características. No obstante, para realizar una comparativa inicial más amplia, también se han explorado MOSFETs de ST o IXYS como ejemplos de fabricantes. En el caso de los MOSFETs

de baja tensión necesarios (menor de 100V) parece que los fabricantes que aportan MOSFETs con mejores características son IR, IXYS o ST entre otros.

En el caso de los diodos, teniendo en cuenta las elevadas tensiones que deberán soportar (mayores de 400V), no es posible encontrar diodos *Schottky*, que serían los ideales gracias a su prácticamente despreciable corriente de recuperación inversa. Por tanto, se buscarán diodos *ultrafast*, con reducidas corrientes de recuperación inversa y, por supuesto, que cumplan con los esfuerzos requeridos. Fabricantes comunes que proporcionan este tipo de diodos pueden ser ST, IR o Infineon entre otros.

2.2.2.2 Elementos reactivos. Magnéticos y condensadores

Con respecto a los materiales utilizados para realizar los diseños de los elementos magnéticos (bobinas y transformadores), y debido principalmente a la frecuencia de conmutación seleccionada, se ha utilizado en todos los casos el material magnético 3F3 y como forma de núcleo se han escogido tipos E y ETD, por la disponibilidad inmediata de los mismos. Las características de este tipo de núcleos se pueden encontrar con facilidad en Ferroxcube [2.25].

Para los devanados de los elementos magnéticos se ha considerado la utilización de conductores compuestos por varios hilos, de manera que se consigue la sección de cobre necesaria para minimizar las pérdidas y, al mismo tiempo, se evitan los problemas debidos al efecto pelicular. En este caso, para una frecuencia de conmutación de 100kHz, se ha escogido un hilo de diámetro 0,4mm, en el que el efecto pelicular no llega a producirse. Con dicho hilo de cobre de diámetro 0,4mm se calcula el número de hilos en paralelo necesarios para conseguir un devanado de la sección necesaria.

Con respecto a los condensadores, se utilizarán las series existentes, principalmente del fabricante Panasonic [2.26], donde se puede elegir entre tres distintos encapsulados, denominados *radial*, *snap-in* o *screw*. La selección se realiza siguiendo el procedimiento descrito en el Apartado 2.2.1.6.

2.2.2.3 Cálculo de pérdidas y disipador necesario

El cálculo de pérdidas se realiza en todos los convertidores de la manera genérica detallada previamente. Sin embargo, en el caso del convertidor *Flyback*, el hecho de estar conmutando la corriente entre el primario y el secundario de un transformador hace que la inductancia de

dispersión del mismo sea un parámetro especialmente crítico. En la Figura 2.15 se representa un modelo esquemático simplificado del transformador.

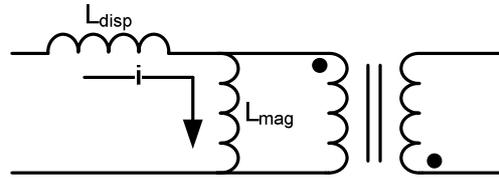


Figura 2.15. Transformador del *Flyback*, considerando su bobina de dispersión, magnetizante y el transformador ideal.

Para evitar excesivas sobreoscilaciones de la tensión y la corriente en los semiconductores en el instante posterior a las conmutaciones, es necesario disponer de un *snubber* que las amortigüe. Para valorar aproximadamente la pérdida de rendimiento por causa de este elemento, se va a considerar que toda la energía manejada por la inductancia de dispersión se disipa en el mismo. En el caso de la inductancia magnetizante, la potencia que maneja es la potencia de entrada:

$$P_{in} = \frac{1}{2} L_{mag} \cdot i_{mM}^2 \quad (4.11)$$

Por su parte, por razones constructivas, la inductancia de dispersión es, en un transformador bien acoplado, del orden de 1/50 veces la inductancia magnetizante, luego la potencia que maneja es aproximadamente:

$$P_{disp} = \frac{1}{2} L_{disp} \cdot i_{mM}^2 = \frac{1}{2} \frac{L_{mag}}{50} \cdot i_{mM}^2 = \frac{P_{in}}{50} = 0,02 \cdot P_{in} \quad (4.12)$$

Por tanto, las pérdidas en el *snubber* serán, aproximadamente un 2% de la potencia total manejada, por lo que el rendimiento del *Flyback* se penalizará en ese 2% para tener en cuenta la necesidad del *snubber*.

Con respecto a la evacuación del calor generado por las pérdidas asociadas a los semiconductores, una vez obtenidas las pérdidas de cada convertidor y siguiendo las premisas detalladas anteriormente, se calcula el tamaño del disipador necesario. Para calcular el disipador que necesitan los semiconductores se ha partido de un elemento comercial, el OS506 de AAVID Thermalloy [2.27]. Sus características básicas son:

- Resistencia térmica con ventilación natural y 150 mm: $R_{thn}=2,46^{\circ}\text{C}/\text{W}$
- Resistencia térmica con ventilación forzada y 150 mm: $R_{thf}=0,65^{\circ}\text{C}/\text{W}$
- Peso: $W=1,38\text{Kg}/\text{m}$

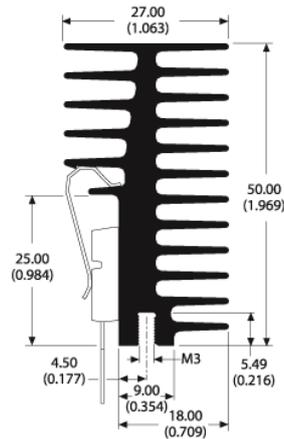


Figura 2.16. Perfil del radiador OS506

2.2.3 RESULTADOS DEL ANÁLISIS COMPARATIVO

En los apartados anteriores se han descrito brevemente cada uno de los convertidores que conforman las configuraciones en cascada y en paralelo de un sistema de alimentación multipuerto para unas especificaciones eléctricas concretas de una posible aplicación de ejemplo. Para cada uno de los convertidores sólo se han considerado aspectos que pueden influir de manera determinante en la comparación de cada una de las configuraciones, por lo que no se pueden considerar un estudio completo en valor absoluto de los convertidores ni de las configuraciones. Es decir, cuando se hace referencia, por ejemplo, al volumen del convertidor, sólo se están considerando los elementos que implican mayores diferencias con respecto al volumen de cada configuración, por tanto los valores dados de tamaño no serán en general los definitivos. Esto sucede también con el resto de los parámetros, por lo que no se deben valorar los resultados como absolutos, sino como meros valores comparativos que permitirán decidir entre una u otra configuración en función de las especificaciones de la aplicación bajo estudio.

A partir de las topologías analizadas anteriormente, en la Tabla 2.1 se muestran las configuraciones completas siguiendo cada uno de los criterios (de menores pérdidas y de menor coste), con los valores más relevantes.

Para un mejor análisis de las características de cada una de las configuraciones, en la Figura 2.17 se muestran una serie de gráficas en las que se comparan cada una de las configuraciones siguiendo los criterios tenidos en consideración.

Tabla 2.1. Valores comparativos de las configuraciones en cascada (con *Flyback* y con elevador seguido de medio puente (HB, de su nomenclatura inglesa, *Half Bridge*)) y paralelo.

Criterio 1			
	Configuración cascada con <i>Flyback</i>	Configuración cascada con elevador+HB	Configuración paralelo
Pérdidas (W)	183,72	135,21	61,77
Volumen (cm ³)	3111,41	2192,53	1017,09
Coste (€)	144,82	108,98	52,88
Rendimiento (%)	87,66	89,83	93,50
Criterio 2			
Pérdidas (W)	105,18	77,24	25,89
Volumen (cm ³)	2076,78	1583,86	331,53
Coste (€)	193,27	156,30	15,45
Rendimiento (%)	89,97	91,26	93,93

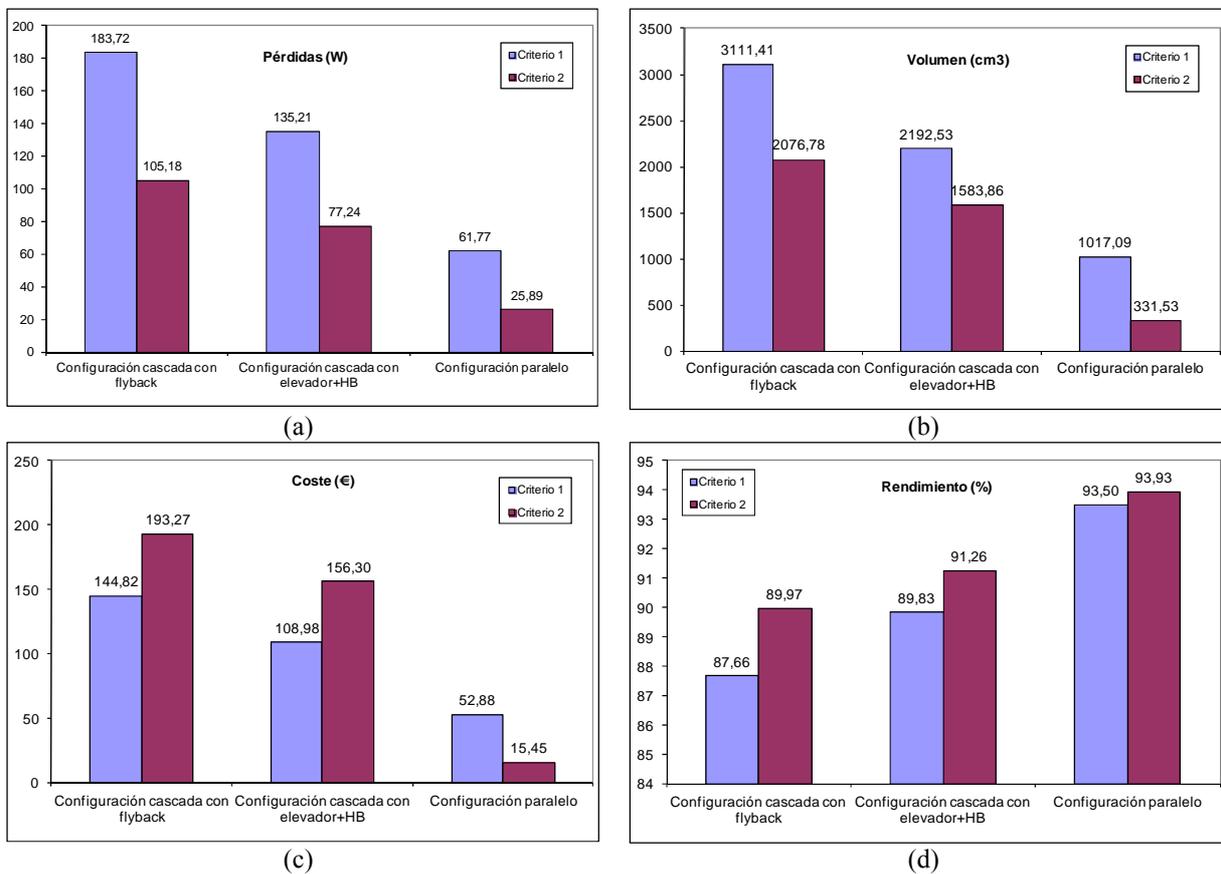


Figura 2.17. Comparación de las características de las configuraciones analizadas según los dos criterios. (a) Pérdidas, (b) volumen, (c) coste y (d) rendimiento.

Se puede ver que las configuraciones que utilizan el *Flyback* como convertidor CA/CC tienen un valor más elevado de volumen y coste que el resto. A su vez, tienen unas mayores pérdidas y por tanto un menor rendimiento, por lo que su uso no parece ser recomendable con ninguno de los criterios, sobre todo para los niveles de potencia analizados.

Por su parte, las configuraciones que aún siendo en cascada utilizan la topología de elevador seguido de un medio puente como convertidor CA/CC consiguen reducir tanto el tamaño como el coste, con respecto a la configuración con *Flyback*. También existe una reducción en pérdidas y una mejora en el rendimiento, aunque no tan relevantes, manteniéndose el rendimiento, si bien por encima del caso del *Flyback*, por debajo de la configuración en paralelo.

La configuración en paralelo proporciona mejores resultados de volumen y coste que la configuración en cascada, obteniéndose a su vez un mejor rendimiento. Siguiendo cualquiera de los dos criterios, la configuración en paralelo proporciona unos mejores resultados, por lo que con los criterios y especificaciones eléctricas utilizadas se demuestra que esta configuración es la mejor de las comparadas. El rendimiento estimado del convertidor de la configuración en paralelo está por encima del 90% para los dos criterios.

BIBLIOGRAFÍA CAPÍTULO 2

- [2.1] ITC del reglamento electrotécnico de baja tensión. ITC-BT-10.
- [2.2] “Electromagnetic compatibility (EMC)-part 3: Limits-section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current<16A per phase)”, Documento IEC1000-3-2, 1995.
- [2.3] “Draft of the proposed CLC Common Modification to IEC 61000-3-2”. Edición 2.0.
- [2.4] Sebastian, J.; Lamar, D.G.; Hernando, M.M.; Rodriguez, A.; Fernandez, A., “Steady-state analysis and modeling of power factor correctors with appreciable voltage ripple in the output-voltage feedback loop to achieve fast transient response”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24-11, p. 2555-2566. Noviembre 2009.
- [2.5] Sebastian, J.; Lamar, D.G.; Rodriguez, A.; Arias, M.; Fernandez, A., “On the maximum bandwidth attainable by power factor correctors with a standard compensator”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46-4, p. 1485-1497. Julio-Agosto 2010.
- [2.6] Lamar, D.G.; Sebastian, J.; Arias, M.; Fernandez, A., “On the limit of the output capacitor reduction in power-factor correctors by distorting the line input current”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27-3, p. 1168-1176. Marzo 2012.
- [2.7] Kocher, M. J.; Steigerwald, R. L., “An AC-to-DC converter with high quality input waveforms”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 19-4, p. 586-599. 1983.
- [2.8] Dixon, L. H., “High power factor preregulators for off-line power supplies”. Unitrode Power Supply Design seminar, p I2-1 - I2-16.A. 1990.
- [2.9] Garcia, O.; Cobos, J.A.; Prieto, R.; Alou, P.; Uceda, J., “Single phase power factor correction: a survey”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18-3, p. 749-755. Mayo 2003.
- [2.10] Miaja, P.F.; Lamar, D. G.; Arias, M. Rodríguez, A.; Rodríguez, M.; Hernando, M. M., “A switching-mode power supply design tool to improve learning in a power electronics course”. IEEE Transactions on Education, vol. 54-1, p. 104-113. Febrero 2011.
- [2.11] Página web de fabricante, Fairchild Semiconductor. <http://www.fairchildsemi.com/>
- [2.12] Página web de fabricante, ST Microelectronics. <http://www.st.com>

- [2.13] Página web de fabricante, International Rectifier. <http://www.irf.com>
- [2.14] Página web de fabricante, Vishay. <http://www.vishay.com/>
- [2.15] Página web de fabricante, Infineon Technologies. <http://www.infineon.com>
- [2.16] Página web de fabricante, IXYS. <http://www.ixys.com>
- [2.17] Página web de distribuidor, Digi-key Corporation. <http://www.digikey.com>
- [2.18] Página web de distribuidor, Farnell. <http://es.farnell.com/>
- [2.19] R.W. Erickson, D. Maksimovic. “Fundamentals of power electronics”. 2º ed., Springer, 2001.
- [2.20] Lázaro, A.; Barrado, A.; Pleite, J.; Vazquez, J.; Olias, E., “Size and cost reduction of the energy-storage capacitors”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), vol. 2, p. 723–729. Febrero 2004.
- [2.21] Gu, L.; Ruan, X.; Xu, M.; Yao, K., “Means of eliminating electrolytic capacitor in AC/DC power supplies for led lightings”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24-5, p. 1399-1408. Mayo 2009.
- [2.22] Albertsen, A., “Electrolytic capacitor lifetime estimation”. Magazine Bodo's Power Systems, nº 04-10, p. 52-54. Abril 2010.
- [2.23] Lamar, D.G.; Arias, M.; Rodriguez, A.; Fernandez, A.; Hernando, M.M.; Sebastian, J., “Design-oriented analysis and performance evaluation of a low-cost high-brightness LED driver based on flyback power factor corrector”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60-7, p. 2614-2626. Julio 2013.
- [2.24] Lamar, D.G.; Fernandez, A.; Arias, M.; Rodriguez, M.; Sebastian, J.; Hernando, M.M., “Limitations of the flyback power factor corrector as a one-stage power supply”. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 1343-1348. Junio 2007.
- [2.25] Página web de fabricante, Ferroxcube. <http://www.ferroxcube.com>
- [2.26] Página web de fabricante, Panasonic (sección condensadores).
http://industrial.panasonic.com/ww/products_e/passive_electromech_e/passive_electromech_e/capacitors.html
- [2.27] Página web de fabricante, Aavid Thermalloy. <http://www.aavid.com>

3

ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL CON DOBLE PUENTE ACTIVO (DAB)

Tal como se introdujo en anteriores capítulos, actualmente existe una creciente necesidad de realizar una conversión bidireccional de potencia con aislamiento galvánico, resultante fundamentalmente del almacenamiento de energía en baterías como elemento intermedio en los sistemas de alimentación. Sistemas de Alimentación Ininterrumpidas (SAIs), cargadores de baterías, equipos fotovoltaicos o fuentes de energía auxiliares en vehículos de tracción son sólo una pequeña enumeración de posibles ejemplos.

El convertidor bidireccional con doble puente activo (DAB, de su nomenclatura inglesa, Dual Active Bridge) es una topología que realiza la conversión de potencia de manera bidireccional y con aislamiento galvánico por medio de dos puentes completos, controlados y desfasados entre sí, unidos por un transformador. Este convertidor tiene las ventajas de utilizar un escaso número de componentes, por lo tanto introduce bajo coste. Además, mantiene conmutación suave en sus interruptores en un amplio rango de funcionamiento, consiguiendo un alto rendimiento. Por tanto, ésta es una topología recomendada para las anteriormente citadas aplicaciones donde la fiabilidad, la densidad de potencia, el coste y el peso son factores críticos. Por último, presenta la ventaja adicional de que el sentido de flujo de potencia es muy sencillo de controlar, actuando simplemente sobre el desfase de las señales de control de los dos puentes.

En este capítulo se presenta el estudio del comportamiento estático y dinámico del convertidor, trazando unas pequeñas pautas para su diseño. A su vez, se usarán resultados experimentales y de simulación para validar y tratar de clarificar los modelos y conceptos presentados.

3.1 ANÁLISIS ESTÁTICO Y CONSIDERACIONES SOBRE RENDIMIENTO

3.1.1 ANÁLISIS ESTÁTICO

El convertidor con dos puentes activos (DAB, Figura 3.1(a)) presentado originalmente en [3.1] y [3.2] y posteriormente analizado en [3.3], es un convertidor bidireccional basado en dos puentes completos activos unidos a través de un transformador de alta frecuencia que permite el flujo de potencia en ambos sentidos (siempre que la carga sea activa) en función del desfase aplicado entre dichos puentes. Este desfase entre puentes será generado desfasando las señales de control de los interruptores que componen los mismos.

Debido a la gran importancia de la inductancia de dispersión del transformador en este convertidor, ésta se suele representar en los esquemas del mismo, como se puede ver en la Figura 3.1(a). En la Figura 3.1(b), se muestra un modelo muy simplificado del convertidor, donde los dos puentes excitadores del transformador se han sustituido por fuentes de tensión cuadradas. Estas fuentes de tensión cuadradas representan las tensiones generadas por los puentes a la entrada y salida del transformador (v_1 y v_2). La fuente de tensión cuadrada que representa v_2 , se ha referido al primario del transformador por simplicidad ($[v_o/n, -v_o/n]$).

En su versión más idealizada, cada puente se controla con ciclo de trabajo constante (50%) para generar una tensión de alta frecuencia de forma cuadrada y simétrica en la entrada y salida del transformador ($\pm v_i, \pm v_o$), que excitara el mismo (formas de onda mostradas en la Figura 3.1(c)). Las dos señales cuadradas generadas por los puentes completos, y aplicadas en la entrada y salida del transformador (v_1 y v_2), deben ser adecuadamente desfasadas. El desfase existente entre estas señales hace que la inductancia de dispersión del transformador (o la suma de ésta y una inductancia adicional en serie) se vea sometida a una cierta tensión que dependerá del mencionado desfase (v_{Lk}). De esta manera, también la corriente que circula por esta inductancia dependerá del desfase (i_{Lk}). Por lo tanto, se puede controlar la cantidad y sentido de la potencia manejada por el convertidor simplemente controlando el desfase entre estas dos señales.

A continuación se detallan con más detalle las formas de onda representadas en la Figura 3.1(c) y el funcionamiento conceptual del convertidor DAB mostrado esquemáticamente en la Figura 3.1(a). Durante todo el estudio presentado en este capítulo se considera que los componentes del convertidor son ideales, por lo tanto no se evalúa ningún tipo de pérdidas y las

formas de onda también se consideran ideales. Las señales de puerta de los interruptores del puente primario (S_1, S_2, S_3 y S_4) son señales de ciclo de trabajo 50% y complementarias dos a dos, es decir, las señales de control de los interruptores S_1 y S_4 son iguales entre sí y complementarias con las de los interruptores S_2 y S_3 . Se genera por tanto la señal v_1 con valores $\pm v_i$ en el primario del transformador. De una manera similar y manteniendo la simetría del convertidor, en el secundario del transformador se genera una tensión v_2 de valores $\pm v_o$, controlando los interruptores del puente secundario (S_5, S_6, S_7 y S_8), siendo las señales de control de S_5 y S_8 iguales entre sí y complementarias con S_6 y S_7 . Además, entre las señales v_1 y v_2 existirá un desfase, generado por el desfase aplicado entre las señales de control de cada uno de los puentes. La diferencia entre estas dos señales genera una tensión ($v_{Lk}=v_1-v_2/n$) en la inductancia de dispersión (L_k) del transformador y por lo tanto una determinada corriente a través de ella (i_{Lk}). El desfase entre las tensiones v_1 y v_2 controla la corriente que fluye por L_k .

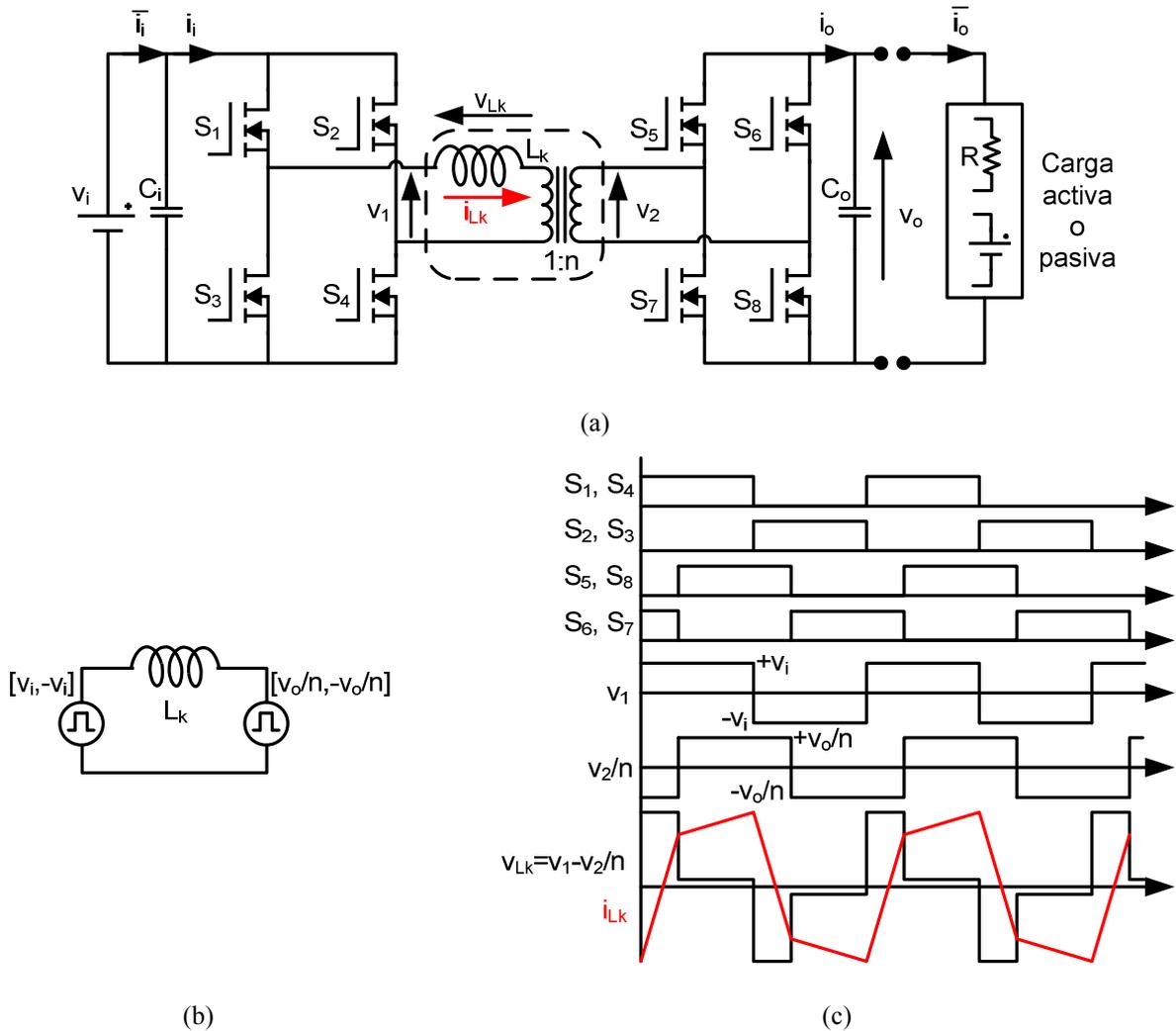


Figura 3.1. (a) Esquema del circuito de un DAB. (b) Esquema simplificado y equivalente del DAB. (c) Principales formas de onda del DAB descrito en (a).

Como la estructura del convertidor es perfectamente simétrica, la dirección del flujo de potencia bidireccional entre la entrada y la salida se consigue mediante la aplicación correcta del signo del desfase, consiguiendo un cambio del flujo de potencia instantáneo y automático sin necesidad de modificaciones adicionales en la estrategia de control. La potencia será entregada desde el puente que genera la señal adelantada, como se puede observar en las formas de onda de la Figura 3.2.

En la Figura 3.2 se pueden ver las principales formas de onda de este convertidor para dos flujos de potencia opuestos. Durante el intervalo $[0, dT]$ se aplica a la inductancia de dispersión una tensión elevada (suma de las tensiones de entrada y salida), mientras que durante el intervalo $[dT, T]$ se aplica a la inductancia de dispersión una tensión reducida (diferencia de las tensiones de entrada y salida). Dado que el parámetro que va a determinar el comportamiento del convertidor es este desfase entre los dos puentes, que además coincide con el intervalo de tiempo en el que se aplica una tensión elevada a la inductancia de dispersión, se ha denominado “ d ” a la relación entre el desfase y el semiperiodo total de la tensión aplicada a la inductancia de dispersión, y por similitud con el control de modulación de ancho de pulso se denominará ciclo de trabajo o desfase indistintamente.

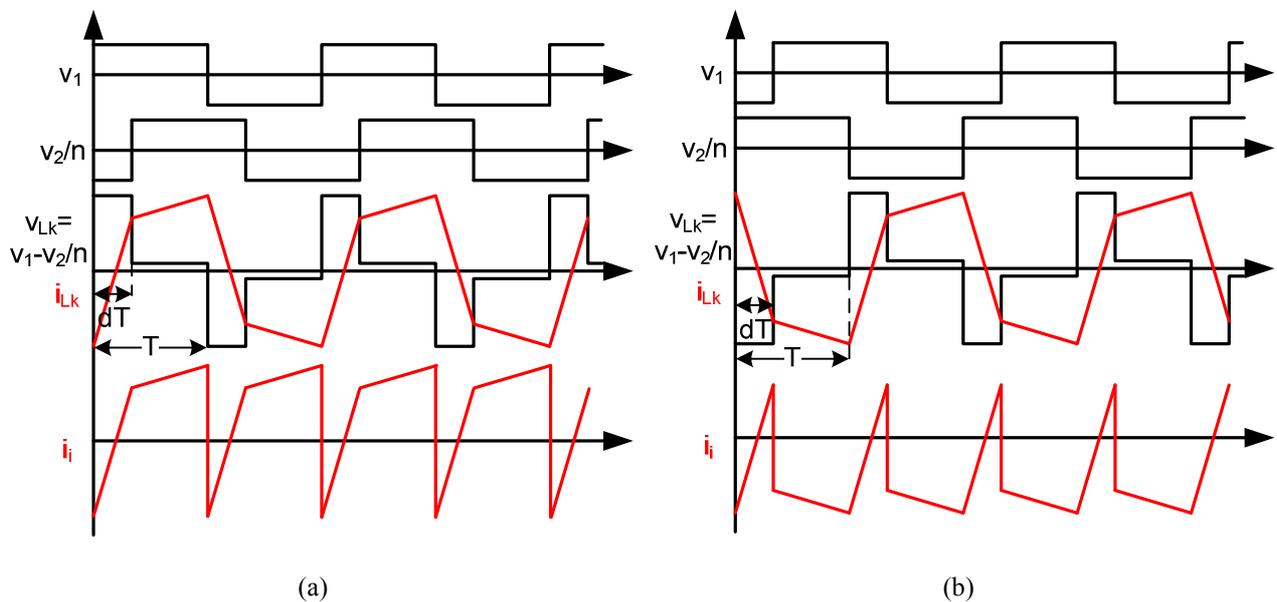


Figura 3.2. Formas de onda del DAB con desfases positivos y negativos mostrando el cambio del sentido de la corriente. (a) Tensión v_1 adelantada, potencia entregada por v_1 . (b) Tensión v_2 adelantada, potencia entregada por v_2 .

Una vez determinada la corriente a través de L_k se puede evaluar tanto la corriente de entrada como la de salida, considerando las conmutaciones de ambos puentes, como se muestra en la Figura 3.3. En la Figura 3.3(a) se puede ver la corriente por la inductancia L_k , junto con la nomenclatura utilizada para caracterizar los puntos más relevantes de esta forma de onda.

Teniendo en cuenta las señales de control aplicadas a los dos puentes activos, en la Figura 3.3(b) y en la Figura 3.3(c) se han destacado, respectivamente, las formas de onda de la corriente de entrada y de salida (en este caso referida al primario del transformador).

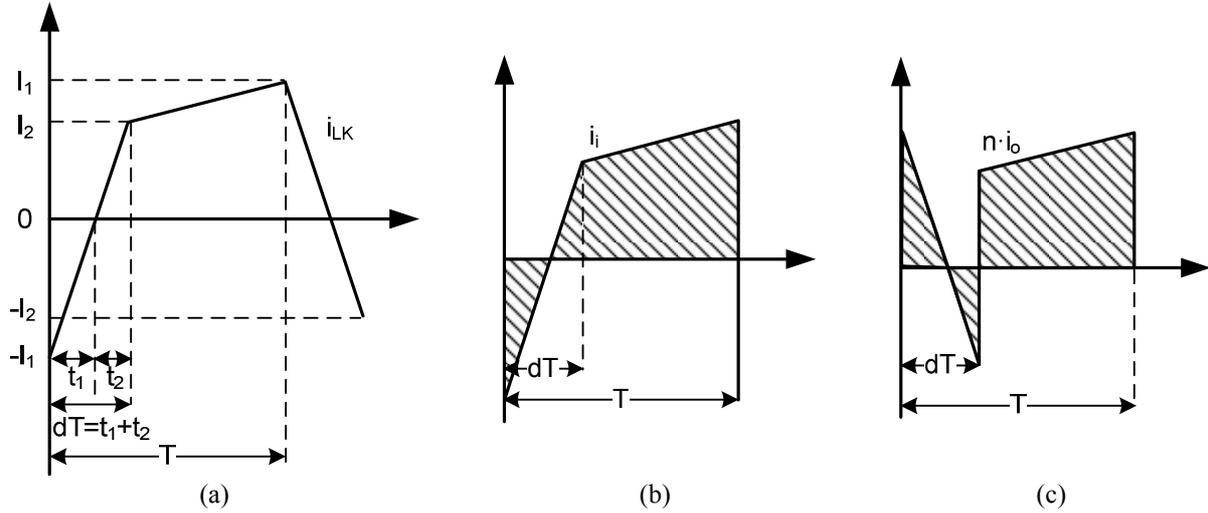


Figura 3.3. (a) Forma de la corriente por la inductancia de dispersión (i_{Lk}). Forma de la corriente de entrada (i_i). (b) Forma de la corriente de salida referida al primario ($n \cdot i_o$).

Debido a la simetría del circuito solo es necesario realizar el análisis de un semiperiodo del ciclo de conmutación para la obtención de las ecuaciones que rigen su funcionamiento estático. La corriente de la inductancia de dispersión se puede expresar como,

$$\frac{di_{Lk}(t)}{dt} = \frac{v_1(t) - v_2(t)}{L_k} \quad (3.1)$$

Resolviendo la ecuación (3.1) particularizada para el caso de la corriente de salida y considerando la nomenclatura recogida en la Figura 3.3(a) se obtienen las ecuaciones (3.2) y (3.3) para los dos posibles estados del convertidor en un semiperiodo de conmutación,

$$\text{Para } 0 < t < dT \rightarrow v_i + v_o' = L_k \frac{I_1 + I_2}{dT} \quad (3.2)$$

$$\text{Para } dT < t < T \rightarrow v_i - v_o' = L_k \frac{I_1 - I_2}{(1-d)T} \quad (3.3)$$

siendo $v_o' = v_o/n$. Considerando que $I_1/t_1 = I_2/t_2$ y $t_1 + t_2 = dT$ y sustituyendo en las ecuaciones (3.2) y (3.3) se obtiene,

$$I_1 = \frac{T}{2L_k} (2v_o'd + v_i - v_o') \quad (3.4)$$

$$I_2 = \frac{T}{2L_k} (2v_id - v_i + v_o') \quad (3.5)$$

$$t_1 = T \left(\frac{2v_o'd + v_i - v_o'}{2(v_i + v_o')} \right) \quad (3.6)$$

$$t_2 = T \left(\frac{2v_i d - v_i + v_o'}{2(v_i + v_o')} \right). \quad (3.7)$$

La corriente media inyectada en la celda de salida, formada por la carga y el condensador de salida (C) en paralelo, \bar{i}_o (ver Figura 3.1), se puede extraer observando la Figura 3.3(c) y es,

$$\bar{i}_o = \frac{1}{nT} \left(\frac{1}{2} I_1 t_1 - \frac{1}{2} I_2 t_2 + (1-d) T I_2 + (1-d) T \frac{1}{2} (I_1 - I_2) \right). \quad (3.8)$$

Utilizando las ecuaciones (3.4), (3.5), (3.6) y (3.7), se puede simplificar (3.8) y obtener la expresión de la corriente de salida media,

$$\bar{i}_o = \frac{(1-d)dT v_i}{nL_k}. \quad (3.9)$$

La tensión de salida, en el caso de tener una carga resistiva de valor R vendrá dada por,

$$v_o = \bar{i}_o R = \frac{(1-d)dT v_i R}{nL_k}. \quad (3.10)$$

A partir de (3.10) es posible obtener la relación entre la tensión de salida referida al primario y la tensión de entrada, M:

$$M = \frac{v_o}{v_i n} = \frac{(1-d)dTR}{n^2 L_k}. \quad (3.11)$$

Llamando

$$k = \frac{TR}{n^2 L_k}, \quad (3.12)$$

se tiene

$$M = (1-d)dk. \quad (3.13)$$

De la ecuación (3.9) y (3.10) se deduce, que el máximo flujo de potencia se consigue para un desfase del 50%. En la Figura 3.4 se muestra una gráfica que representa la corriente media de salida normalizada en función del desfase, donde se puede comprobar que tiene su máximo para $d=0,5$.

Siguiendo un procedimiento similar al detallado para la corriente media de salida, se puede obtener la expresión que proporciona la corriente media de entrada.

$$\bar{i}_i = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} I_2 t_2 - \frac{1}{2} I_1 t_1 + (1-d) T \frac{1}{2} (I_1 + I_2) \right) = \frac{(1-d)dT v_o}{nL_k}. \quad (3.14)$$

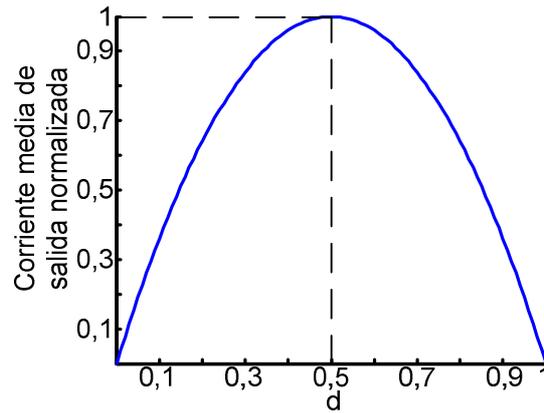


Figura 3.4. Corriente media de salida normalizada en función del desfase entre v_1 y v_2 .

A partir de las ecuaciones (3.9) y (3.14) se puede obtener un modelo promediado [3.4]-[3.7] del DAB de manera muy simplificada, que se muestra en Figura 3.5.

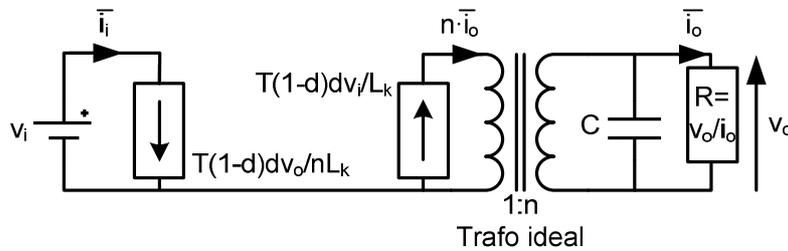


Figura 3.5. Modelo promediado del convertidor DAB.

3.1.2 CONSIDERACIONES SOBRE EL RENDIMIENTO. COMPROMISO DE DISEÑO ENTRE RANGO DE CONMUTACIÓN SUAVE Y CORRIENTE REACTIVA

Una de las mayores ventajas del DAB es la posibilidad de obtener conmutación a tensión cero (ZVS, de su nomenclatura inglesa, *Zero Voltage Switching*) en todos los interruptores que conforman los puentes. Para conseguir este modo de operación es necesario que la corriente que está circulando por la inductancia de dispersión sea suficiente para realizar la carga y descarga de los condensadores parásitos de salida de los interruptores ([3.2], [3.3] y [3.8]). Considerando solo un semiperiodo de conmutación, gracias a la absoluta simetría del convertidor, en la Figura 3.1(c) se puede observar que los interruptores del puente del primario conmutan en $t=0$, mientras que los del puente del secundario lo hacen en $t=dT$. En estos instantes la corriente que circula por la inductancia de dispersión es $-I_1$ e I_2 respectivamente.

Si se considera un punto de funcionamiento como el instante $t=0$ de la Figura 3.1(a), los interruptores S_1 y S_4 deben ser activados. Para poder activar estos interruptores con una conmutación a tensión cero, la corriente conducida por la inductancia de dispersión debe ser

capaz de descargar los condensadores parásitos de los mencionados interruptores y posteriormente circular por sus diodos parásitos, permitiendo por tanto activarlos con tensión cero. Para que esto pueda suceder, la corriente por la inductancia de dispersión en ese instante debe ser negativa, por tanto $-I_1$ debe ser menor que cero, o lo que es lo mismo I_1 debe ser positivo. Siguiendo un razonamiento análogo, se llega a la conclusión de que I_2 debe ser también positivo para conseguir la conmutación a tensión cero en los interruptores del otro puente completo.

Por otro lado, el valor de M (cociente entre la tensión de salida referida al primario y la tensión de entrada) determina también una relación existente entre I_1 y I_2 . Cuando M es menor que 1, como es el caso representado en la Figura 3.1(c), I_1 será mayor que I_2 , por tanto en este caso, la condición de conmutación suave vendrá impuesta por I_2 ya que si éste valor es positivo, I_1 obviamente también lo será. En este caso, como la condición de ZVS viene impuesta por I_2 , el puente del secundario será el que pueda perder antes ZVS. En el caso en el que M sea mayor que 1, la condición de ZVS vendrá impuesta por I_1 , ya que este valor será menor que I_2 y por lo tanto se perderá ZVS antes en el puente del primario.

Considerando todos los elementos del DAB ideales y el modo de operación comentado en el apartado anterior, se pueden calcular matemáticamente los límites de operación para los que se consigue ZVS en función del ciclo de trabajo, usando (3.4), (3.5) y (3.11).

$$i_{L_k}(t = 0) = -I_1 \rightarrow -I_1 < 0 \rightarrow d > \frac{M-1}{2M}, \text{ para } M > 1. \text{ ZVS en el primario} \quad (3.15)$$

$$i_{L_k}(t = dT) = I_2 \rightarrow I_2 > 0 \rightarrow d > \frac{1-M}{2}, \text{ para } M < 1. \text{ ZVS en el secundario} \quad (3.16)$$

En la Figura 3.6 se muestran los límites calculados en (3.15) y (3.16). En el caso de que M sea igual a uno, se puede observar que las condiciones de conmutación suave se cumplen para todos los valores de ciclo de trabajo, o lo que es lo mismo, para todas las potencias. Por esta razón es una buena condición de diseño seleccionar un transformador con una relación de transformación (1:n) que consiga $M=1$ en condiciones nominales, que permite obtener idealmente ZVS en todo el rango de funcionamiento.

En el caso en el que el valor de M sea diferente de 1, o considerando el efecto de los componentes parásitos del convertidor (en particular las capacidades parásitas de salida de los interruptores), las condiciones de conmutación suave se perderán para valores de ciclo de trabajo pequeños, es decir para corrientes o potencias pequeñas. Este es uno de los motivos por los que puede resultar interesante diseñar el convertidor para trabajar con valores de ciclo de trabajo grandes, de manera que se mantengan condiciones de ZVS en el mayor rango de potencias posibles.

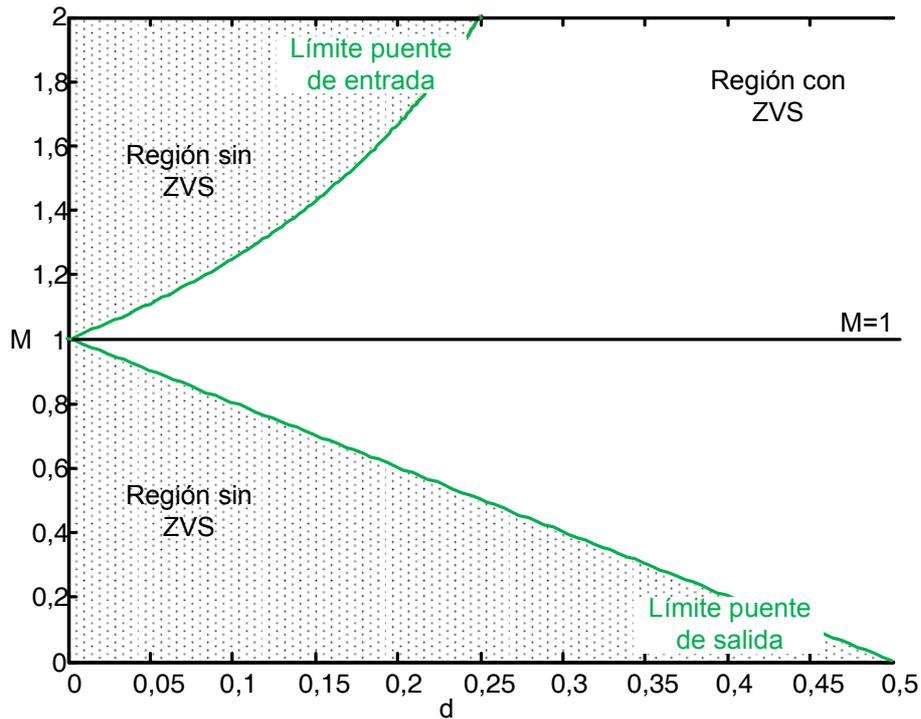


Figura 3.6. Límites de operación obteniendo ZVS en función del ciclo de trabajo (d) y la relación entre tensiones de salida y entrada (M).

Por el contrario, también existen motivos para operar el DAB con ciclos de trabajo pequeños, ya que pueden proporcionar interesantes ventajas. Una de las razones es que la evolución de la corriente de salida con respecto al ciclo de trabajo es menos lineal para valores de ciclo de trabajo próximos a 0,5, como se puede observar en la Figura 3.4. Por este motivo puede resultar interesante evitar valores mayores que 0,35, para mantener una buena linealidad entre ciclo de trabajo y corriente de salida. Aunque el valor de 0,35 se ha escogido de una manera un tanto empírica, se puede observar en la Figura 3.4 como para valores mayores la linealidad entre el desfase y la corriente media de salida es muy baja.

Por otro lado, el uso de grandes ciclos de trabajo implica el manejo de mayores valores de corriente reactiva por el convertidor, como se puede deducir de la Figura 3.3. Este fenómeno puede provocar la reducción del rendimiento del DAB. En [3.9] se presenta un análisis del efecto de la corriente reactiva y distintas estrategias para minimizarlo. A continuación se presentará un pequeño análisis de la cantidad de corriente reactiva que debe manejar un DAB en función del ciclo de trabajo con la idea de superponer las conclusiones obtenidas en este estudio junto con las obtenidas anteriormente sobre las conmutaciones suaves. El objetivo final será tratar de diseñar el convertidor de la manera más eficiente posible buscando una solución de compromiso entre la corriente reactiva manejada por el mismo y el rango de operación con ZVS. Para ello se define la

cantidad de carga negativa con respecto a la carga total para la corriente de salida y de entrada, denominándolas λ_o y λ_i , respectivamente.

La carga total inyectada a la salida se define como:

$$Q_o = \frac{(1-d)dT^2v_i}{nL_k} \quad (3.17)$$

La parte de carga negativa, como se puede deducir de la Figura 3.3(c), será:

$$Q_{o-} = \frac{1}{2n} t_2 I_2 = \frac{1}{2n} \frac{T}{2L_k} \left((2d-1)v_i + v'_o \right) \frac{T((2d-1)v_i + v'_o)}{2(v_i + v'_o)} = \frac{T^2((2d-1)v_i + v'_o)^2}{8nL_k(v_i + v'_o)} \quad (3.18)$$

La cantidad de carga negativa respecto a la carga total será:

$$\lambda_o = \frac{Q_{o-}}{Q_o} = \frac{((2d-1)v_i + v'_o)^2}{8(1-d)dv_i(v_i + v'_o)} = \frac{(2d-1+M)^2}{8d(1-d)(1+M)} \quad (3.19)$$

Siguiendo el procedimiento anterior se obtiene también la ecuación de cantidad de carga negativa con respecto a la carga total a la entrada.

$$\lambda_i = \frac{Q_{i-}}{Q_i} = \frac{((2d-1)v'_o + v_i)^2}{8(1-d)dv'_o(v_i + v'_o)} = \frac{((2d-1)M+1)^2}{8d(1-d)M(1+M)} \quad (3.20)$$

Para valores de $M=1$ la suma de estos dos porcentajes de corriente reactiva ($\lambda_r = \lambda_o + \lambda_i$) aumenta con el aumento de ciclo de trabajo, mientras que para valores de M distintos a uno existen valores de ciclo de trabajo que minimizan el porcentaje de corriente reactiva, como se puede observar en la Figura 3.7.

Se deben considerar estos dos conceptos, la cantidad de corriente reactiva y el rango de operación con ZVS, para buscar una solución de compromiso del valor máximo de ciclo de trabajo con el objetivo de mejorar el rendimiento reduciendo la energía reactiva manejada. Por un lado altos valores del ciclo de trabajo generan grandes cantidades de corriente reactiva y por el otro, pequeños valores del mismo reducirán el rango de cargas para el que se obtiene una conmutación suave. Es importante diseñar el convertidor buscando la mejor solución para maximizar el rendimiento del mismo. Por tanto, entre otros aspectos, hay que evaluar el peso de las pérdidas de conmutación y de conducción para saber hasta qué punto es importante mantener las conmutaciones suaves, si esto nos lleva a tener unos valores de corriente reactiva mayores y por tanto mayores pérdidas de conducción. En la Figura 3.8 se muestra en un mismo plano de diseño los límites de ZVS y las curvas de porcentaje de corriente reactiva constante que maneja el DAB. Gracias a este plano se puede diseñar un DAB en función de diversos parámetros que vendrán especificados por la aplicación. Además se añade un ejemplo de dos valores de M

distintos de uno, para mostrar de manera sencilla cómo se obtiene el valor de ciclo de trabajo para el cual las condiciones de ZVS se perderían en cada uno de los puentes.

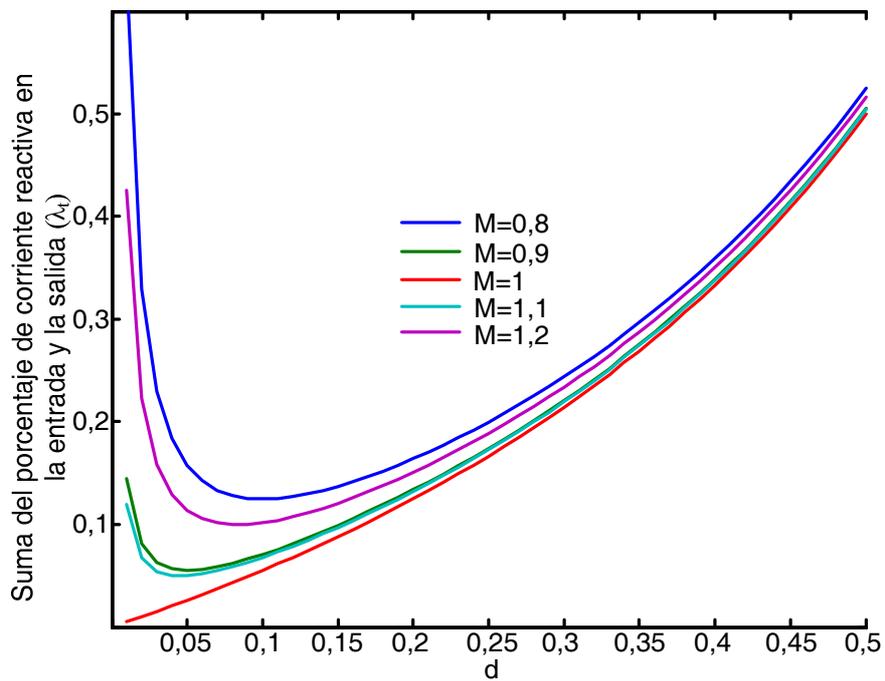


Figura 3.7. Porcentaje de corriente reactiva en función del ciclo de trabajo.

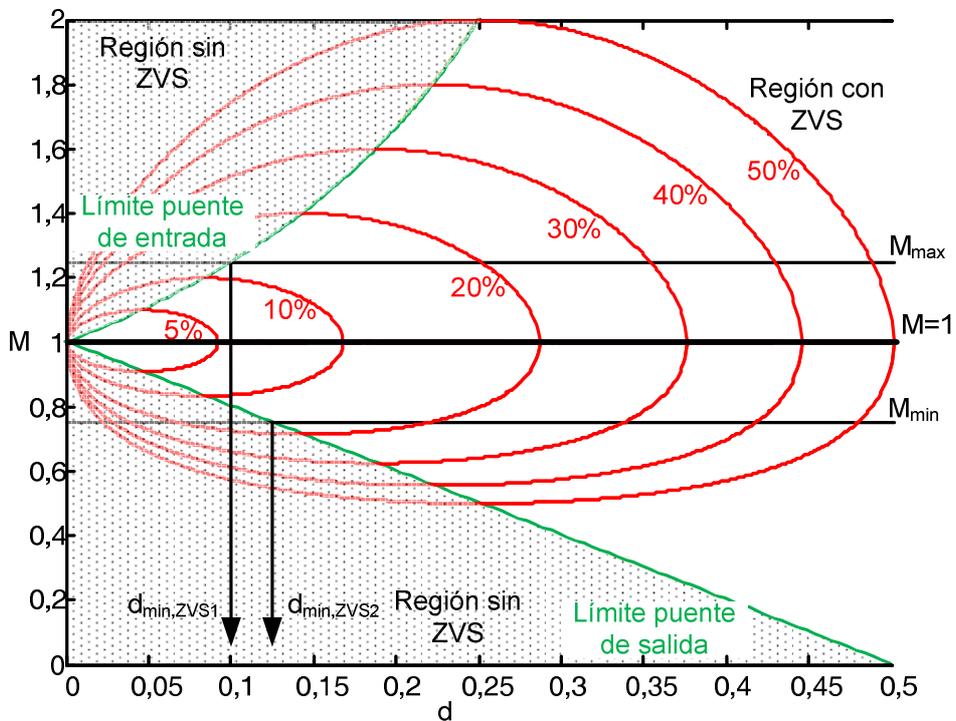


Figura 3.8. Plano de diseño en el que se muestran curvas de porcentaje de corriente reactiva total constante y los límites de ZVS

3.1.3 PROPUESTA DE DISEÑO. EJEMPLO

El objetivo de diseño, dependerá en gran medida de la aplicación para la que se vaya a utilizar el convertidor y de las especificaciones de la misma. Por ejemplo, un DAB no se diseñará de la misma manera para una aplicación en la que se deba proporcionar un valor constante de potencia, que para una aplicación en la que se deba suministrar potencias variables desde su valor máximo de diseño a funcionamiento en vacío. Por otro lado, las tensiones de funcionamiento de entrada y de salida también determinarán en gran medida la influencia de las pérdidas de conmutación y por tanto la importancia del mantenimiento de ZVS en un amplio rango de funcionamiento.

A continuación, para tratar de clarificar los conceptos mencionados, se presenta un posible ejemplo de aplicación con unas especificaciones concretas. El objetivo de diseño será tratar de maximizar el rango de funcionamiento con ZVS manteniendo el porcentaje de corriente reactiva manejado por el convertidor por debajo de un cierto valor. Las especificaciones del ejemplo serán $v_i=20V\pm 20\%$, $v_o=200V$ y $P_{max}=1kW$, manteniendo el porcentaje de corriente reactiva siempre por debajo del 20%. En la Figura 3.9 se muestra el plano de diseño del ejemplo.

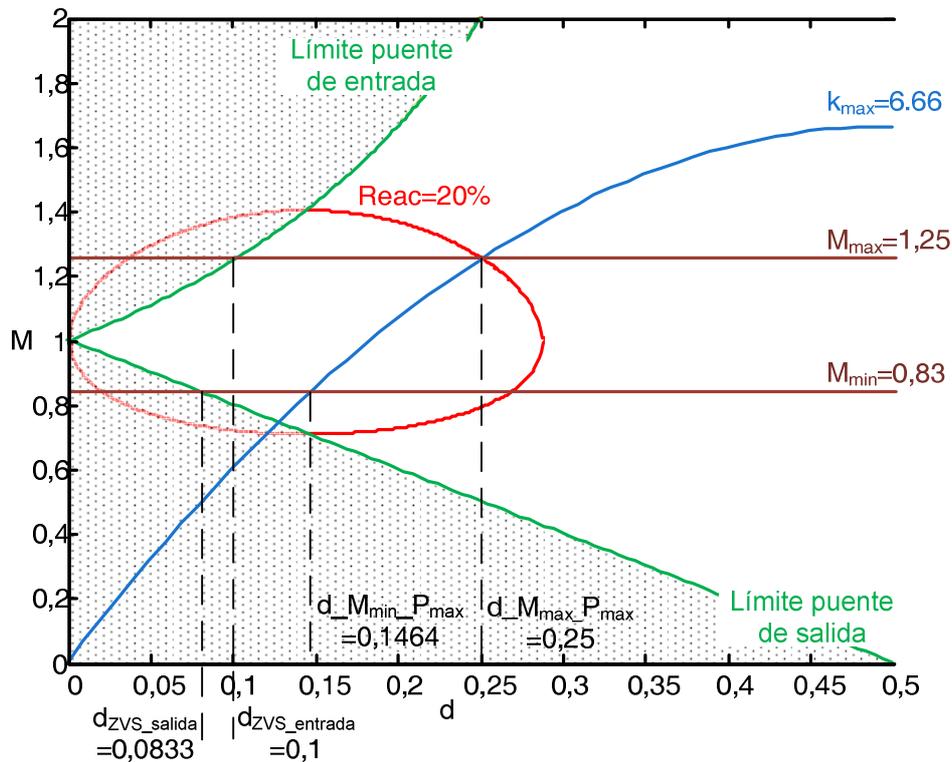


Figura 3.9. Plano de diseño de ejemplo.

En primer lugar, se diseña el transformador para conseguir un valor de $M=1$ en condiciones nominales, por lo cual n deberá ser igual a 10. A partir de ese valor de n , se calculan los valores de M mínimo y máximo, que en el ejemplo son $M_{\min}=0,83$ y $M_{\max}=1,25$.

Como se desea mantener la potencia reactiva manejada por debajo del 20%, la intersección de la curva que marca este límite (línea roja en la Figura 3.9) con las rectas de M_{\min} y M_{\max} (líneas marrones en la Figura 3.9) fija el valor del desfase máximo que se puede llegar a tener. En el caso del ejemplo el límite lo impone la intersección con la recta de M_{\max} (desfase menor que en la intersección con M_{\min}) y es $d_{M_{\max}P_{\max}}=0,25$.

A partir de (3.13) se calcula el valor del parámetro k , obteniendo para el caso del ejemplo un valor de $k=6,66$. Con este valor de k se define el valor necesario de la inductancia de dispersión para obtener la potencia máxima deseada, $P_{\max}=v_o^2/R$.

$$L_k = \frac{RT}{kn^2}. \quad (3.21)$$

El siguiente paso en el diseño del convertidor, es el cálculo del valor mínimo de la carga que permite mantener las condiciones de conmutación suave. El desfase mínimo que permite cumplir con la condición de ZVS para cada puente se obtiene a partir de la intersección de las rectas de M_{\max} y M_{\min} con las curvas que marcan el límite de ZVS en los puentes de entrada y de salida (curvas verdes en la Figura 3.9). Usando (3.15) y (3.16) con los valores de este ejemplo se obtienen los valores siguientes:

$$d_{ZVS_entrada} = \frac{M_{\max}^{-1}}{2M_{\max}} = 0,1. \quad (3.22)$$

$$d_{ZVS_salida} = \frac{1-M_{\min}}{2} = 0,0833. \quad (3.23)$$

Un parámetro que puede ser más relevante que el desfase mínimo, es el rango de potencias para el cual se mantiene ZVS. En el caso de ejemplo, una vez se ha determinado k , la variabilidad de la tensión de entrada, determinará el valor de M . El desfase que determina el valor de potencia máxima dependerá del valor de M . Para el caso de ejemplo, la relación entre el desfase mínimo que garantiza ZVS y el desfase que proporciona potencia máxima para los valores extremos de M son:

$$\alpha_{M_{\min}} = \frac{(d_{ZVS_salida}(1-d_{ZVS_salida}))}{d_{M_{\min}P_{\max}}(1-d_{M_{\min}P_{\max}})} = 0,61, \quad (3.24)$$

$$\alpha_{M_{\max}} = \frac{(d_{ZVS_entrada}(1-d_{ZVS_entrada}))}{d_{M_{\max}P_{\max}}(1-d_{M_{\max}P_{\max}})} = 0,48, \quad (3.25)$$

donde $d_{M_{\min}P_{\max}}$ es el valor de desfase para el cual se obtiene la potencia máxima para M_{\min} , y $d_{M_{\max}P_{\max}}$ es el valor de desfase para el cual se obtiene la potencia máxima para M_{\max} . Se observa que el caso más desfavorable es para M_{\min} y el valor mínimo de potencia que garantiza conmutación suave será $\alpha_{M_{\min}P_{\max}}=610W$.

Cabe reseñar también que existen un gran número de técnicas de control e implementación del DAB, distintas a las presentadas en este apartado, que tratan de optimizar su rendimiento en función de distintas especificaciones y aplicaciones, algunas de ellas se presentan en [3.8]-[3.18]. En capítulos posteriores se presentarán algunas técnicas que tratarán de aumentar el rango de funcionamiento con ZVS, teniendo en cuenta las no idealidades del DAB.

3.1.4 SIMULACIONES Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

Con el objetivo de verificar los análisis presentados y validar los modelos obtenidos del DAB se realizaron una serie de simulaciones que se comparan con los resultados analíticos obtenidos a partir del modelo propuesto. Por un lado, se realizarán los cálculos analíticos mediante un programa de análisis matemático (MATLAB) y se compararán con resultados de simulaciones obtenidos utilizando un programa de simulación de circuitos electrónicos (Saber). Se realizarán dos tipos de simulaciones; por una parte se simulará el convertidor conmutado, lo que permite valorar los fenómenos que se producen a la frecuencia de conmutación, y también se harán simulaciones del modelo promediado del convertidor. En principio tanto los resultados analíticos como las simulaciones se realizarán lo más idealizadas posibles, utilizando por ejemplo interruptores y elementos magnéticos ideales. En el caso de necesitar añadir alguna no idealidad en las simulaciones, éstas se detallarán implícitamente.

Por otro lado, se realizarán pruebas experimentales sobre un prototipo que permitan validar los modelos analíticos. En el caso de los resultados experimentales, como es lógico, los resultados obtenidos incluirán todas las no idealidades presentes en el circuito, por lo que se podrán encontrar pequeñas diferencias entre estos resultados experimentales y los simulados. Los circuitos simulados serán, en principio, lo más parecido posible al circuito experimental, aunque en ocasiones habrá pequeñas modificaciones que faciliten y aceleren la obtención de resultados de simulación.

Para realizar la validación experimental se ha construido un prototipo de DAB con las siguientes especificaciones:

- Tensión de entrada (v_i): 48V.

- Tensión de salida (v_o): 400V.
- Potencia máxima (P_{max}): 1000W.
- Frecuencia de conmutación (f_s): 100kHz.

Estas especificaciones se tratarán de mantener, en la medida de lo posible, para validar el mayor número de conceptos, para de esta manera conservar un alto grado de coherencia en las posibles comparaciones.

Se comenzará demostrando los conceptos básicos del convertidor DAB presentados al comienzo del capítulo: comprobación de las formas de onda más interesantes, corrientes medias, valores característicos de la corriente a través de la inductancia de dispersión, etc. Se presentarán comparaciones de una simulación idealizada a frecuencia de conmutación realizada en Saber (Figura 3.10) con los valores analíticos obtenidos a partir de las ecuaciones presentadas, calculadas mediante un sencillo programa MATLAB. Para manejar la máxima potencia con un ciclo de trabajo de 0,35 se selecciona una inductancia de dispersión $L_k=2,7\mu H$. La relación de transformación del transformador será $n=9$, obteniendo un valor de $M=0,93$.

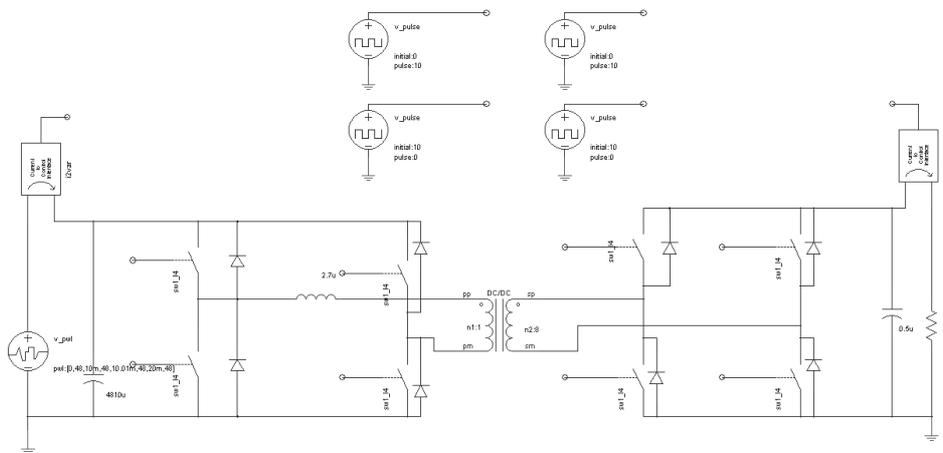


Figura 3.10. Esquema de simulación del DAB a frecuencia de conmutación

En la Figura 3.11 se pueden comparar las corrientes de entrada y de salida con las teóricas presentadas anteriormente en la Figura 3.3. Se puede observar como cuando $M < 1$, es decir $v_o/n < v_i$, la pendiente de la corriente por la inductancia de dispersión será positiva durante el intervalo $[dT, T]$. En el caso en el que M sea igual a uno esa pendiente sería cero, mientras que si M es mayor que uno la pendiente sería negativa.

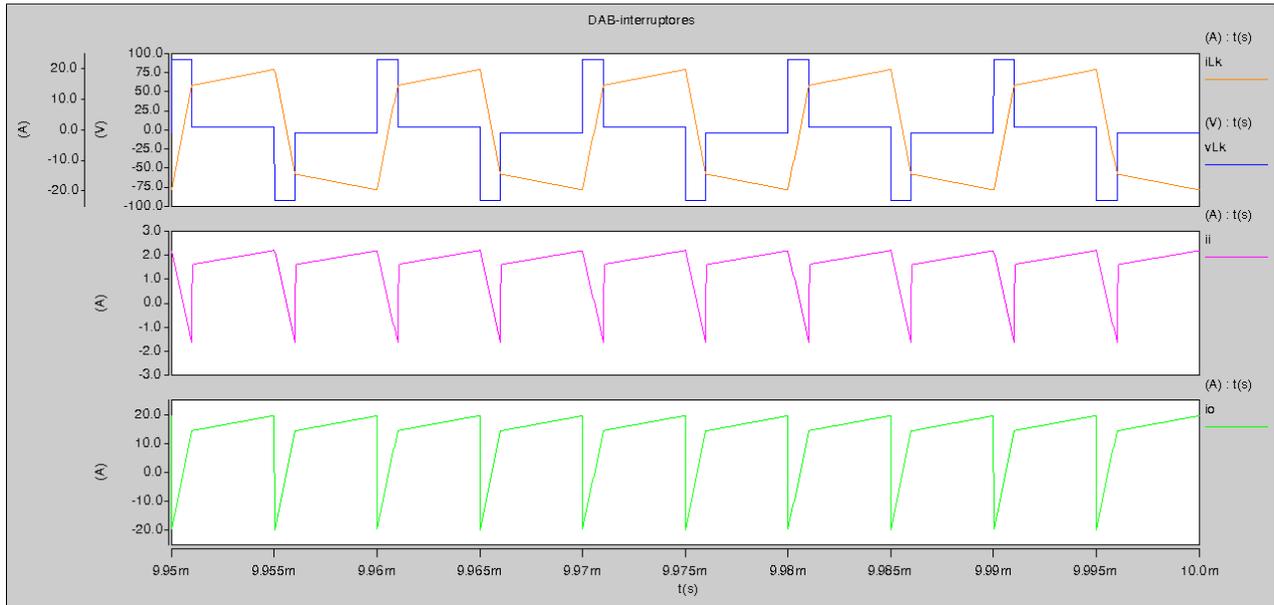


Figura 3.11. Tensión en la inductancia de dispersión, corriente a través de la misma y corrientes de salida y de entrada.

La Figura 3.12, muestra las formas de onda de la corriente de salida y de entrada en detalle para comparar los valores simulados de I_1 e I_2 con los valores calculados analíticamente a partir de (3.4) y (3.5). Además, se ha cambiado el valor de la relación de transformación del transformador, siendo ahora $n=8$, para mostrar el cambio de la pendiente de la corriente por la inductancia de dispersión durante el intervalo $[dT, T]$. También se aprovecha la Figura 3.12 para mostrar la comparación entre los valores medios de la corriente de entrada y salida calculados analíticamente con los obtenidos en la simulación, comprobando su gran semejanza.

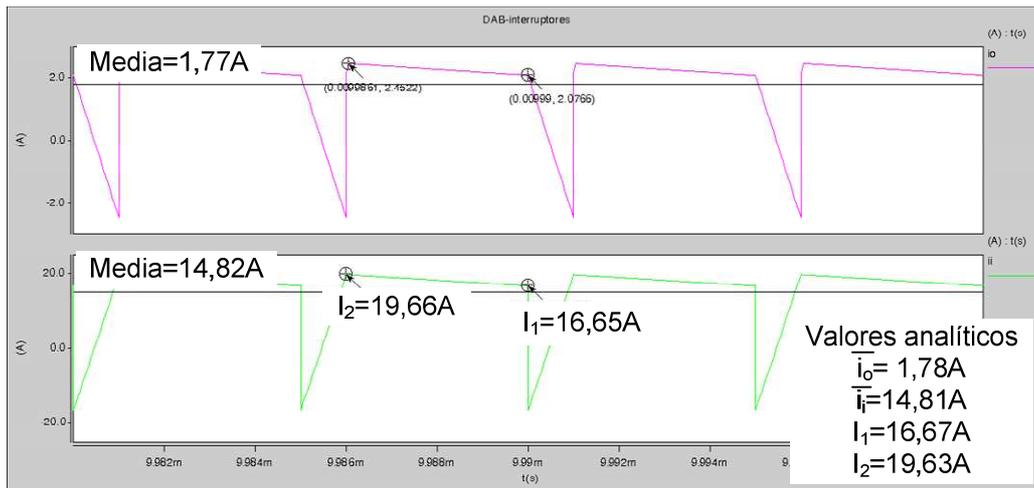


Figura 3.12. Corriente de salida y corriente de entrada, detallando los valores medios, I_1 e I_2 .

Con el objetivo de comprobar los límites de ciclo de trabajo que garantizan un funcionamiento con ZVS, se muestra la Figura 3.13, donde se ha usado un ciclo de trabajo menor al que nos

determina la pérdida de ZVS ($d=0,02$), valor obtenido a partir de la ecuación (3.16). Se puede observar que la corriente que circula por la inductancia de dispersión no cambia de signo durante el intervalo $[0, dT]$, por lo que en este caso el valor de I_1 es menor que cero y por lo tanto la conmutación del puente del primario del transformador se realizará sin ZVS.

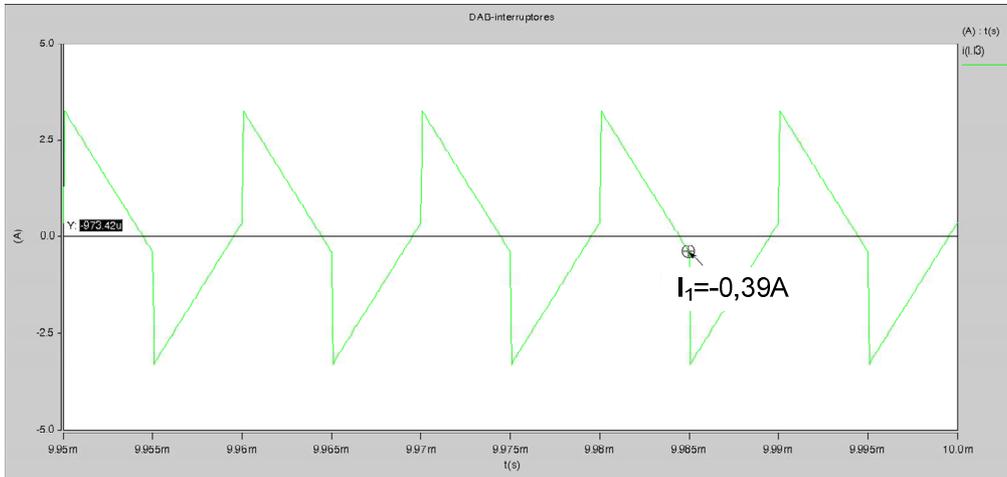


Figura 3.13. Corriente por la inductancia de dispersión. Detalle de conmutación del puente del secundario sin ZVS.

En la Figura 3.15, se muestran los resultados de simulación del circuito promediado mostrado en la Figura 3.5 cuyo esquema para su simulación en Saber se presenta en la Figura 3.14. Se puede observar que usando el circuito promediado se obtienen valores de corriente promediada de salida y de entrada muy semejantes a los mostrados en la Figura 3.12, como era de esperar, lo que valida por tanto mediante simulaciones el modelo promediado presentado.

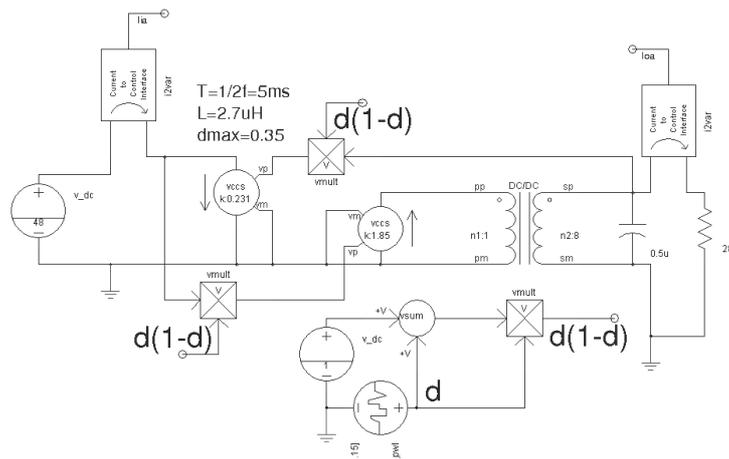


Figura 3.14. Circuito promediado del DAB para realizar simulaciones en Saber.

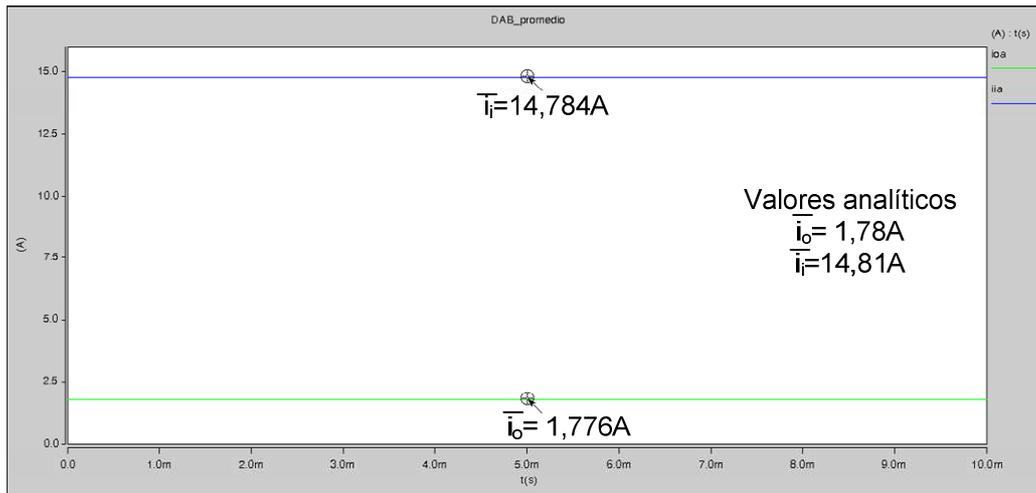


Figura 3.15. Corriente media de entrada y salida simulando el modelo promediado propuesto en la Figura 3.5.

A continuación, se presentan las formas de onda de funcionamiento del prototipo experimental de DAB construido con las mismas especificaciones anteriormente detalladas para la simulación. Como se puede comprobar, mediante la experimentación se obtienen formas de onda y valores de corriente muy parecidos a los obtenidos en las simulaciones y los modelos analíticos propuestos.

En la Figura 3.16 se puede observar la corriente por la inductancia de dispersión y la tensión que soporta la misma debido al desfase existente entre las tensiones que se aplican en la entrada y salida del transformador.



Figura 3.16. Formas de onda de tensión (verde) y corriente (azul) en la inductancia de dispersión del prototipo. La forma de onda de la corriente es medida en el secundario.

Es muy difícil que los valores obtenidos de manera experimental sean estrictamente idénticos a los calculados analíticamente por varias razones, como por ejemplo, las pérdidas debidas a las

resistencias en conducción, el efecto de las capacidades parásitas de los semiconductores, las no idealidades debidas al transformador y a la inductancia de dispersión, las pequeñas diferencias entre el valor deseado de la inductancia de dispersión (y de la relación de transformación del transformador) y el valor obtenido tras su construcción, el efecto de los tiempos muertos utilizados para el control de los interruptores que forman los puentes, etc. No obstante, y aún despreciando en las simulaciones todos los efectos mencionados, los resultados obtenidos son bastante similares. Se pueden comprobar que los valores de I_1 e I_2 obtenidos experimentalmente y mostrados en la Figura 3.16, se asemejan mucho a los mostrados en la Figura 3.12 y calculados analíticamente y mediante simulaciones.

3.2 ANÁLISIS DINÁMICO

El modelado de pequeña señal del convertidor DAB proporciona un conocimiento sobre las propiedades dinámicas del mismo. Además, una vez que se obtenga el modelo de pequeña señal se podrá diseñar un lazo de control que garantice la estabilidad del convertidor.

Para la obtención de un modelo sencillo de pequeña señal del DAB, se han utilizado las técnicas de promediado sobradamente detalladas en la literatura, descritas principalmente en [3.19] y [3.20]. En [3.21] y [3.22] se presentan modelos promediados del DAB, que tienen en cuenta el efecto de elementos parásitos y llegan a modelos complejos. En nuestro caso se ha buscado un modelo sencillo que permita predecir de manera suficientemente precisa la dinámica del convertidor. Perturbando las ecuaciones (3.9) y (3.14) de la corriente de salida y de entrada promediada respectivamente y particularizando en un punto de trabajo, se obtiene el modelo de pequeña señal para ambas, llegando a la siguiente expresión,

$$\hat{v}_o = \left. \frac{\partial \bar{v}_o}{\partial d} \right|_0 \hat{d} + \left. \frac{\partial \bar{v}_o}{\partial v_i} \right|_0 \hat{v}_i = g_{od} \hat{d} + g_{ov_i} \hat{v}_i. \quad (3.26)$$

$$\hat{i}_i = \left. \frac{\partial \bar{i}_i}{\partial d} \right|_0 \hat{d} + \left. \frac{\partial \bar{i}_i}{\partial v_o} \right|_0 \hat{v}_o = g_{id} \hat{d} + g_{iv_o} \hat{v}_o. \quad (3.27)$$

Los parámetros usados en las expresiones anteriores para definir el modelo de pequeña señal se definen como:

$$g_{od} = \frac{V_o(1-2D)}{(1-D)DR}. \quad (3.28)$$

$$g_{ov_i} = \frac{V_o}{V_i R}. \quad (3.29)$$

$$g_{id} = \frac{V_o^2(1-2D)}{V_i(1-D)DR} = \frac{V_o}{V_i} g_{od}. \quad (3.30)$$

$$g_{iv_o} = \frac{V_o}{V_i R}. \quad (3.31)$$

Utilizando las ecuaciones (3.26) y (3.27) se obtiene el modelo de pequeña señal completo, que se muestra esquemáticamente en forma de circuito electrónico en la Figura 3.17.

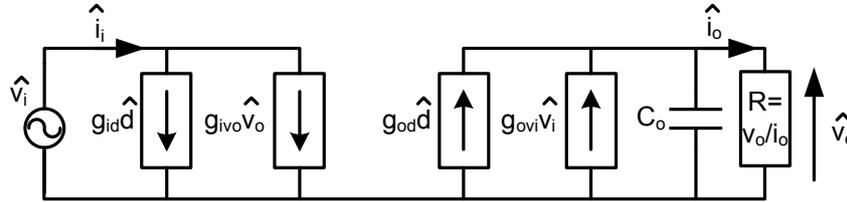


Figura 3.17. Esquema del modelo de pequeña señal.

Como se puede observar fácilmente en la Figura 3.17, las variaciones de la tensión de salida como función de las variaciones en la tensión de entrada y en el ciclo de trabajo vendrán dadas por la siguiente ecuación y responden a las características de un sistema de primer orden.

$$\widehat{v}_o = \frac{R}{RCs+1} (g_{od}\widehat{d} + g_{ovi}\widehat{v}_i). \quad (3.32)$$

3.2.1 SIMULACIONES Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

A continuación se muestran algunos ejemplos de respuestas dinámicas obtenidas en un DAB con las especificaciones anteriormente descritas. Al igual que en el apartado anterior, se compararán resultados obtenidos mediante cálculos analíticos, simulaciones a la frecuencia de conmutación, simulaciones del modelo promediado y experimentación usando el prototipo construido. Se realizarán saltos del ciclo de trabajo y de la tensión de entrada y se comprobará la respuesta de la tensión de salida. En todos los ejemplos mostrados se ha utilizado un condensador de salida de un valor de $0,5\mu\text{F}$.

En primer lugar se muestran las variaciones de la tensión de salida en función de los saltos en el ciclo de trabajo. Se realizará un salto del ciclo de trabajo, pasando de un valor de $d=0,15$ a un valor de $d=0,16$. En la Figura 3.18 se muestra la evolución de la tensión de salida en la simulación a frecuencia de conmutación (Figura 3.10), mientras que en la Figura 3.19 se muestra la misma evolución pero realizando la simulación con el modelo promediado (Figura 3.14). Por último, en la Figura 3.20 se muestra el cambio esperado cuando se utiliza la función de transferencia (3.32) obtenida del modelo promediado. En las tres figuras se puede observar una respuesta dinámica muy semejante, lo que valida a través de simulaciones el sencillo modelo dinámico de pequeña señal propuesto.

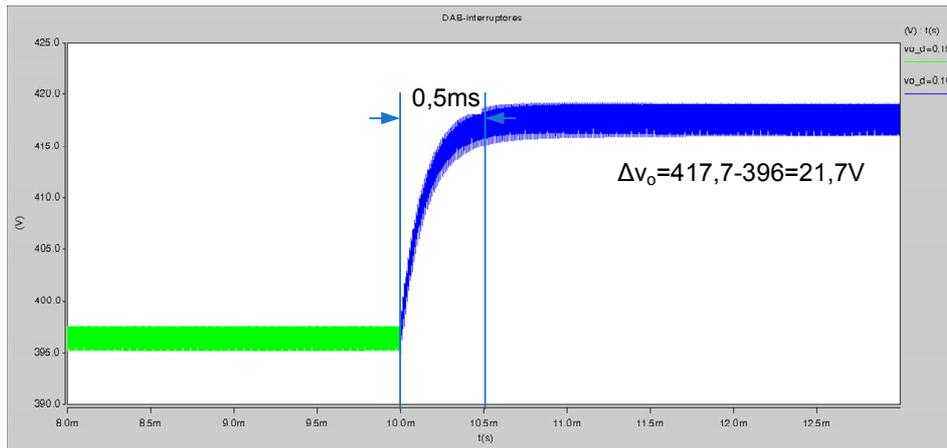


Figura 3.18. Variación de la tensión de salida ante un salto del ciclo de trabajo (simulación del circuito completo a frecuencia de conmutación).

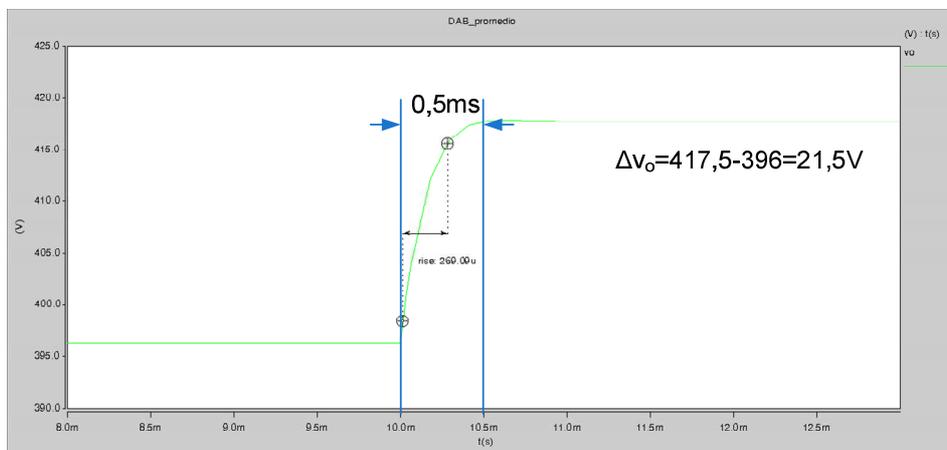


Figura 3.19. Variación de la tensión de salida ante un salto del ciclo de trabajo (simulación del modelo promediado).

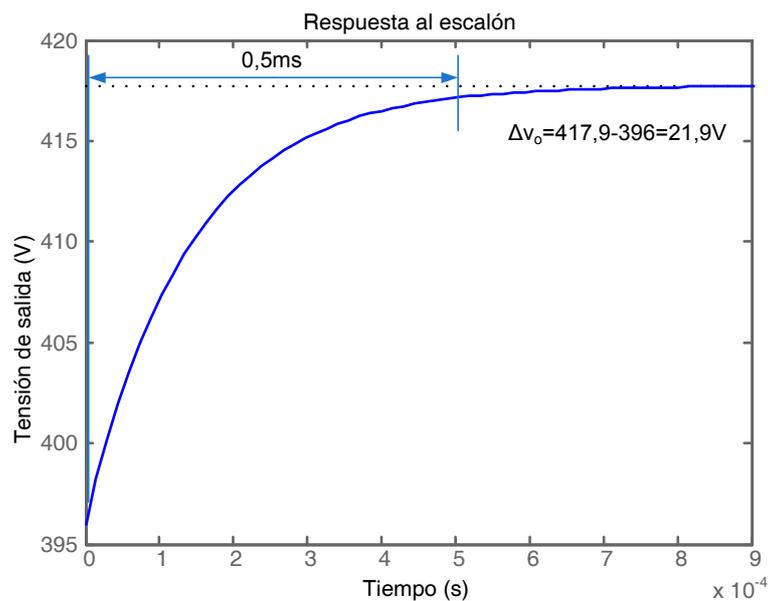


Figura 3.20. Respuesta al escalón de la función de transferencia $\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}$ del DAB.

A continuación, se muestra el diagrama de Bode de la función $\frac{\widehat{v}_o}{\widehat{a}}$ para el punto de funcionamiento de ejemplo, del que anteriormente se ha mostrado la respuesta temporal. En la Figura 3.21 se muestran los resultados obtenidos analíticamente, mientras que en la Figura 3.22 se muestra la respuesta en frecuencia de la simulación del modelo promediado. Se puede comprobar que la respuesta en frecuencia representada por el diagrama de Bode es la esperada para un sistema de primer orden, con una gran semejanza entre los resultados analíticos y los simulados. La frecuencia de corte calculada analíticamente del ejemplo bajo análisis se muestra en (3.33), y se puede observar una gran concordancia con los resultados mostrados en Figura 3.21 y Figura 3.22.

$$f_{corte_3dB} = \frac{1}{2\pi RC} = 1136kHz. \quad (3.33)$$

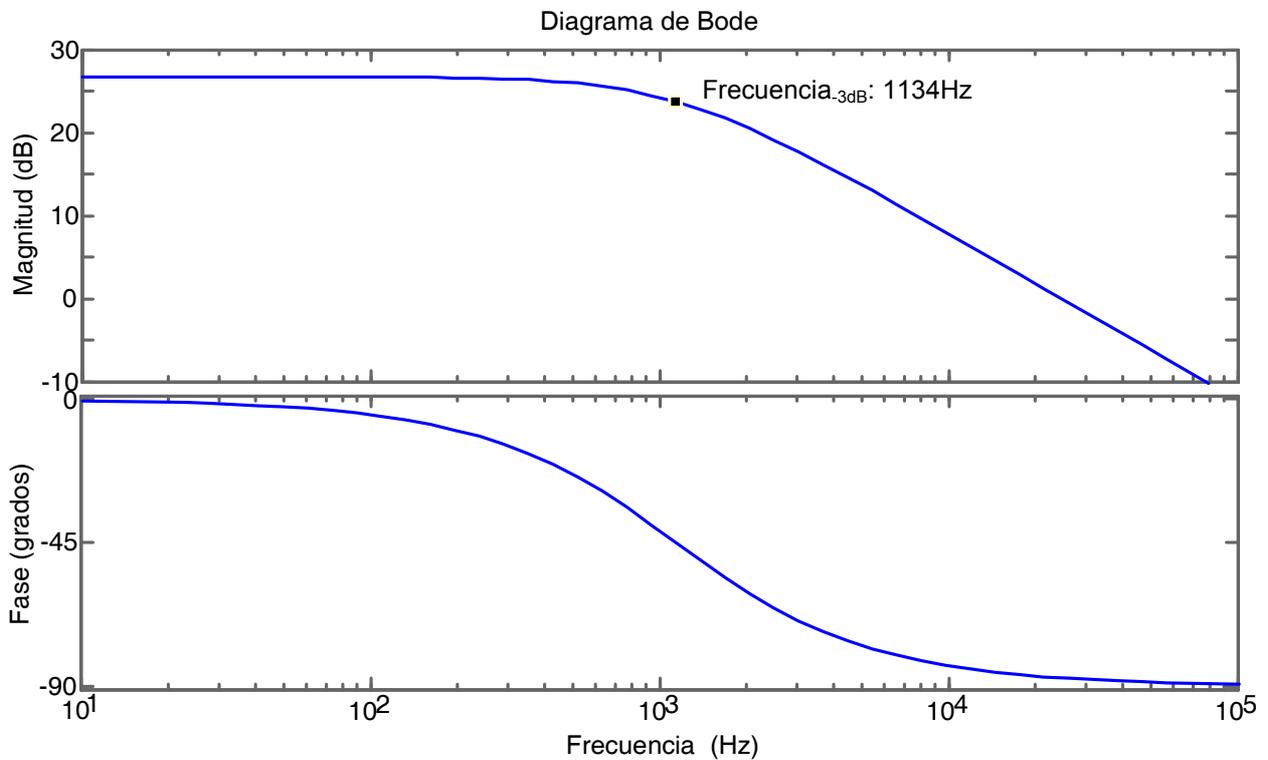


Figura 3.21. Diagrama de Bode de la función de transferencia $\frac{\widehat{v}_o}{\widehat{a}}$ obtenido a partir de (3.32).

Para validar experimentalmente el modelo dinámico presentado se han realizado, utilizando el prototipo de DAB construido, las mismas pruebas que las presentadas en las figuras anteriores obtenidas mediante simulación y analíticamente. En la Figura 3.23 se muestra la variación de la tensión de salida ante cambios del ciclo de trabajo de $d=0,15$ a $d=0,16$. Aunque existen pequeñas diferencias debidas a las no idealidades del prototipo anteriormente comentadas y no presentes en las simulaciones, se puede considerar que el resultado obtenido es similar y por lo tanto, valida el modelo presentado de manera experimental.

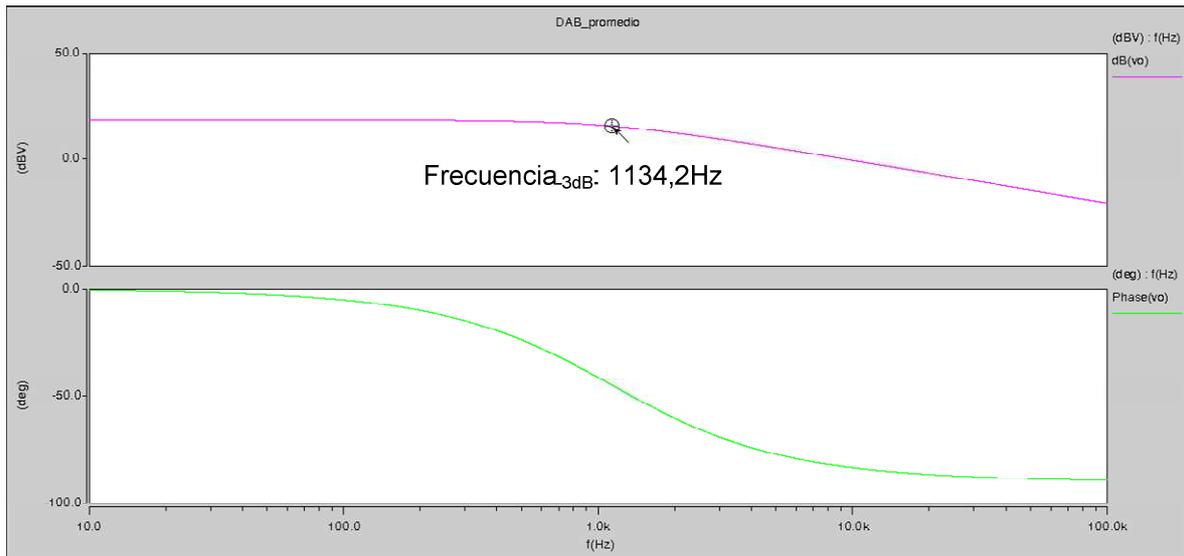


Figura 3.22. Diagrama de Bode de $\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}$ obtenido mediante simulación del modelo promediado.

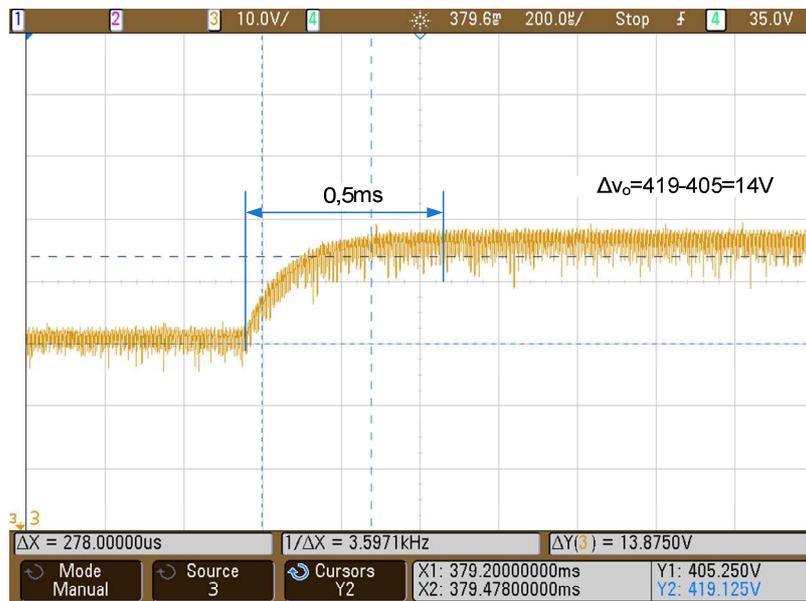


Figura 3.23. Variación de la tensión de salida ante un salto del ciclo de trabajo (resultados experimentales).

Por último se presenta un ejemplo de la variación de la tensión de salida ante pequeñas variaciones en la tensión de entrada. En el ejemplo presentado a continuación, se ha realizado un salto de la tensión de entrada pasando de $v_i=48V$ a $v_i=48,8V$. Estas variaciones también se podrán predecir a través del modelo promediado propuesto en (3.32). En la Figura 3.24 se muestran los resultados obtenidos mediante la simulación del modelo promediado, mientras que en la Figura 3.25 se muestran los resultados experimentales. Al igual que para los cambios en el ciclo de trabajo, los resultados obtenidos son muy parecidos.

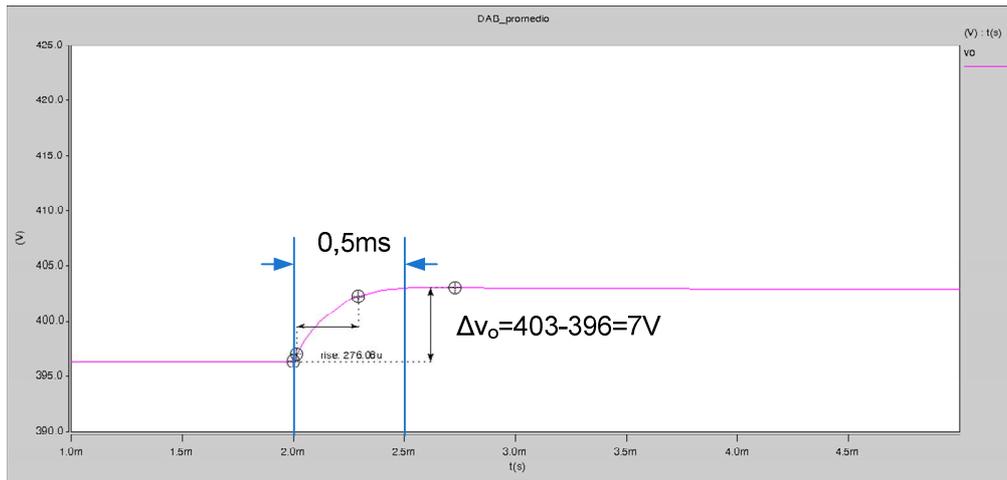


Figura 3.24. Variaciones de la tensión de salida ante un salto de la tensión de entrada (simulación del modelo promediado).

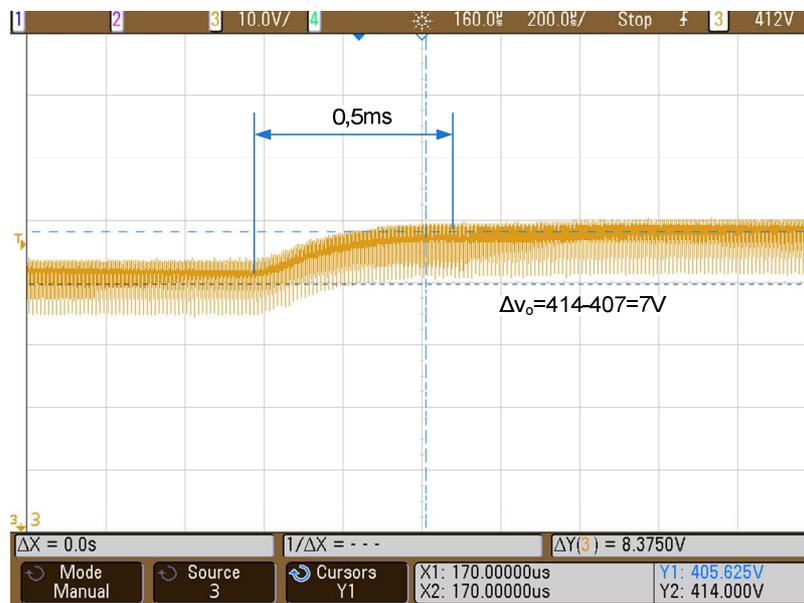


Figura 3.25. Variaciones de la tensión de salida ante un salto de la tensión de entrada (resultados experimentales).

BIBLIOGRAFÍA CAPÍTULO 3

- [3.1] DeDoncker, R. W.; Divan, R. W.; Kheraluwala, M.H., “A three-phase soft-switched high power-density dc/dc converter for high –power applications”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, p. 63-73. Enero 1991.
- [3.2] Kheraluwala, M. H.; Gascoigne, R. W.; Divan, D. M.; Baumann, E.D., “Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, p. 1294-1301. Noviembre 1992.
- [3.3] G. D. Demetriades, “On small-signal analysis and control of the single and the dual active bridge topologies”. Royal Institute of Technology of Stockholm. Tesis doctoral. 2005.
- [3.4] Chetty, P. R. K., “Current injected equivalent circuit approach to modeling of switching DC-DC converters in discontinuous inductor conduction mode”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-29-3, p. 230-234. Agosto 1982
- [3.5] Chetty, P. R. K., “Current injected equivalent circuit approach to modeling and analysis of current programmed switching DC-DC converters (discontinuous inductor conduction mode)”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-18-3, p. 295-299. Mayo 1982.
- [3.6] Chetty, P. R. K., “Current injected equivalent circuit approach to modeling switching DC-DC converters”. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-17-6, p. 802-808. Noviembre 1981.
- [3.7] Chetty, P. R. K., “Modeling and analysis of Cuk converter using current injected equivalent circuit approach”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-30-1, p. 56-59. Febrero 1983.
- [3.8] Oggier, G.G.; Garcia, G.O.; Oliva, A.R., “Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24-7, p. 1826-1838. Julio 2009.
- [3.9] Bai, H.; Mi, C., “Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC converters using novel Dual-phase –Shift

- control”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23-6, p. 2905-2914. Noviembre 2008.
- [3.10] Costinett, D.; Zane, R.; Maksimovic, D., “Automatic voltage and dead time control for efficiency optimization in a Dual Active Bridge converter”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p. 1104-1111. Febrero 2012.
- [3.11] Costinett, D.; Hien Nguyen; Zane, R.; Maksimovic, D., “GaN-FET based dual active bridge DC-DC converter”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p. 1425-1432. Marzo 2011.
- [3.12] Xie, Y.; Sun, J.; Freudenberg, J.S., “Power flow characterization of a bidirectional galvanically isolated high-power dc/dc converter over a wide operating range”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25-1, p. 54-66. Enero 2010.
- [3.13] Bai, H.; Mi, C.C.; Gargies, S., “The short-time-scale transient processes in high-voltage and high-power isolated bidirectional DC–DC converters”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23-6, p. 2648-2656. Noviembre 2008.
- [3.14] Haihua, Z.; Khambadkone, A.M., “Hybrid modulation for dual active bridge bi-directional converter with extended power range for ultracapacitor application”. IEEE Industry Applications Society (IAS), p. 1-8. Octubre 2008.
- [3.15] Krismer, F.; Round, S.; Kolar, J.W., “Performance optimization of a high current dual active bridge with a wide operating voltage range”. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 1-7. Junio 2006.
- [3.16] Oggier, G.G.; García, G.O.; Oliva, A.R., “Modulation strategy to operate the dual active bridge DC–DC converter under soft switching in the whole operating range”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26-4, p. 1228-1236. Abril 2011.
- [3.17] Jain, A.K.; Ayyanar, R., “PWM control of dual active bridge: comprehensive analysis and experimental verification”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26-4, p. 1215-1227. Abril 2011.
- [3.18] Guidi, G.; Pavlovsky, M.; Kawamura, A.; Imakubo, T.; Sasaki, Y., “Improvement of light load efficiency of Dual Active Bridge DC-DC converter by using dual leakage transformer and variable frequency” IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), p. 830-837. Septiembre 2010.

- [3.19] Middlebrook, R.D., “A continuous model for the tapped inductor boost converter”, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 63-79. Junio 1975.
- [3.20] Middlebrook, R.D.; Cuk, S., “A general unified approach to modelling switching-converter power stages”. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 18-34. Septiembre 1976.
- [3.21] Costinett, D.; Zane, R.; Maksimovic, D., “Discrete-time small-signal modeling of a 1 MHz efficiency-optimized dual active bridge converter with varying load”. IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), p.1-7. Junio 2012.
- [3.22] Krismer, F.; Kolar, J.W., “Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24-12, p. 2756-2768. Diciembre 2009.

4

ESTRATEGIAS DE DISEÑO Y AMPLIACIÓN DEL RANGO DE CONMUTACIÓN SUAVE EN EL CONVERTIDOR DAB

En el Capítulo 3 se han presentado idealmente los conceptos de operación teóricos del convertidor DAB. Sin embargo, para realizar un diseño práctico del mismo se deben tener en cuenta ciertas no idealidades, y sobre todo, la presencia de elementos parásitos en el circuito que van a determinar el funcionamiento real del convertidor. En este capítulo se presentarán dos estrategias de diseño que, considerando el efecto de las capacidades parásitas de los semiconductores, tratarán de optimizar o bien el rango de operación del convertidor manteniendo conmutaciones suaves, o bien su rendimiento a plena carga. En función de la aplicación a implementar puede ser más apropiada la utilización de uno u otro de los diseños.

Teniendo en cuenta la importancia de conseguir conmutaciones suaves especialmente para aplicaciones de alta tensión, incluso para bajos niveles de potencia, en este capítulo se detallarán varias técnicas para aumentar el rendimiento global del convertidor, prestando especial atención en el aumento del rango de operación con ZVS, manteniendo el control básico del DAB presentado en el Capítulo 3. Inicialmente, se presentarán diferentes técnicas aplicadas a un único módulo de DAB. En función de las especificaciones que el convertidor deba cumplir, estas técnicas podrán ser de mayor o menor utilidad. Posteriormente, se presentarán los beneficios y posibilidades que se pueden obtener gracias a la utilización de varios módulos de DAB para el diseño del convertidor completo, detallando las interconexiones que pueden otorgar un mayor número de ventajas, que de nuevo serán muy distintas en función de las especificaciones de diseño.

4.1 ESTRATEGIAS DE DISEÑO

En el Capítulo 3, se ha presentado un ejemplo de diseño de un DAB con unas especificaciones concretas. Sin embargo, el objetivo de diseño y el proceso en sí mismo podría ser muy distinto si las especificaciones fueran diferentes. De una manera global, sin concretar especificaciones de la aplicación, se pueden detallar dos distintas estrategias de diseño. Por un lado, se podrá diseñar el convertidor con el objetivo de mantener un rendimiento elevado en todo el rango de potencias (0 - P_{max}) o por el contrario tratar de optimizar el rendimiento del DAB a una determinada potencia, sin preocuparse por el rendimiento cuando el convertidor pase a manejar niveles de potencia menores. Aunque generalmente el objetivo de diseño más extendido es tratar de maximizar el rendimiento a P_{max} , esto no siempre tiene porque ser el diseño que proporcione un mejor rendimiento global, ya que dependerá del perfil de potencia de la carga, pudiendo tener que manejar la P_{max} durante muy poco tiempo, y que su funcionamiento nominal sea a una determinada potencia, menor que la máxima, obteniendo por tanto un mejor rendimiento global si se optimiza el rendimiento en ese punto.

4.1.1 DISEÑO PARA EL AUMENTO DEL RANGO DE ZVS

Inicialmente, se considera un diseño en el que se tratará de mantener un rendimiento elevado en todo el rango de potencias a trabajar. Para conseguir este objetivo es importante reducir las pérdidas de conmutación, consiguiendo conmutación suave en el mayor rango de funcionamiento posible. Por este motivo, se seleccionará el mayor valor de inductancia de dispersión posible que garantiza el manejo de P_{max} con el valor de desfase máxima (d_{max}) deseado, que vendrá dado por la ecuación (3.9), donde T , al igual que en el Capítulo 3, es el semiperiodo de conmutación. Como ya se ha comentado anteriormente, seleccionar un valor de d_{max} demasiado cercano al teóricamente máximo (0,5) hace que para los valores elevados de d , el control no sea completamente lineal, como se puede apreciar en la Figura 4.1, donde se muestra la evolución de la potencia normalizada para distintos valores del desfase, cuando las tensiones de entrada y salida son fijas.

$$P = \frac{(1-d)dTv_i v_o}{nL_k} \rightarrow L_k = \frac{(1-d_{max})d_{max}Tv_i v_o}{nP_{max}} \quad (4.13)$$

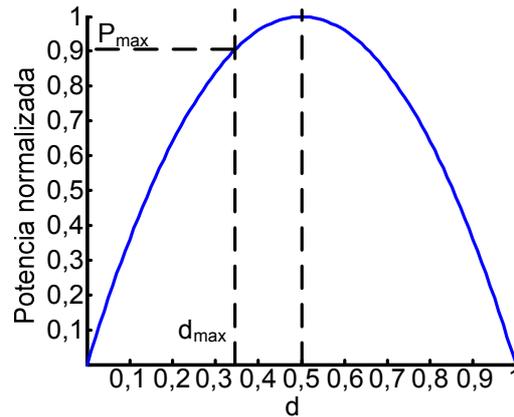


Figura 4.1. Potencia normalizada en función del desfase.

Diseñando para conseguir la P_{\max} con el d_{\max} se obtiene el mayor rango de ZVS, ya que se habrá seleccionado el mayor valor de inductancia de dispersión que garantiza manejar la P_{\max} . Aunque, en el Capítulo 3 se han presentado las condiciones teóricas ideales para la obtención de ZVS, realmente la condición que se debe cumplir es que la energía almacenada en la inductancia de dispersión en el momento de la conmutación de los interruptores del puente completo del que se desea garantizar la conmutación con ZVS, sea mayor que la energía almacenada en los condensadores parásitos de los transistores que forman el mencionado puente completo que compone el DAB (5.2). Para garantizar una conmutación suave la mencionada energía almacenada en L_k debe cargar y descargar los condensadores de salida (C_{oss}) de los transistores del puente.

$$E_{L_k} \geq E_{C_{oss},P.C.} \quad (4.14)$$

La energía almacenada en la inductancia de dispersión dependerá de su valor y de la corriente que circula por ella (5.3). Al haber seleccionado el mayor valor de L_k posible se garantiza ZVS durante un mayor rango de corrientes, y por tanto, de potencias (aunque el valor de i_{L_k} en el momento de la conmutación no solo dependa de la potencia manejada).

$$E_{L_k} = \frac{1}{2} L_k i_{L_k}^2 \quad (4.15)$$

Siguiendo el mencionado proceso de diseño, se tendrá un valor de rendimiento a plena carga menor que a potencias inferiores, debido a la mayor corriente reactiva manejada por tener un mayor desfase (todo ello detallado en el Capítulo 3). Al reducir la potencia, y por tanto el desfase, el rendimiento ascenderá (al manejar menos potencia reactiva) hasta alcanzar un máximo y posteriormente comenzará a decrecer al acercarse a bajas cargas, cercanas a la pérdida total de ZVS, hasta llegar a la operación sin ZVS, donde el rendimiento caerá bruscamente.

4.1.2 DISEÑO PARA EL AUMENTO DEL RENDIMIENTO A PLENA CARGA

Por otro lado, si el objetivo de diseño es la obtención del máximo rendimiento para la potencia máxima, el cálculo de la inductancia de dispersión necesaria se realizará de una manera muy distinta a la presentada anteriormente. Se seguirá asumiendo que una importante premisa para la obtención de un rendimiento alto es la operación con ZVS, debido a la gran importancia de las pérdidas de conmutación en relación a las pérdidas totales. Esta premisa se cumple en un amplio rango con respecto a la selección de la inductancia de dispersión, ya que la topología de un DAB es apropiada para aplicaciones con tensiones elevadas (al menos en uno de los dos puentes que lo conforman), debido a la existencia de un transformador que permite elevados ratios de conversión y otorga aislamiento galvánico. Para un caso con tensiones seguras (menores de 60V) es probable que el aislamiento galvánico no fuera necesario, y por tanto la topología óptima fuera otra.

Por tanto, si se supone que las pérdidas de conmutación son importantes, debido a los elevados valores de tensión, se debe tratar de mantener ZVS. Es decir, se debe conseguir descargar los condensadores de salida de los transistores que componen el puente del DAB con la energía almacenada en la inductancia de dispersión. Este proceso conceptualmente es igual que en el caso anterior, aunque para este caso se deberá hacer manejando la potencia máxima con el menor desfase posible, para de esta manera minimizar la corriente reactiva, y por lo tanto las pérdidas de conducción a la máxima potencia. En contraposición, la conmutación suave se perderá al decrecer la carga y el rendimiento caerá bruscamente en niveles de potencia menores pero cercanos a P_{max} .

En este caso, al tratar de usar un desfase muy pequeño, es importante considerar como desfase total, a la suma del desfase en sí mismo más los tiempos muertos utilizados para la conmutación de los transistores del puente completo tanto de la entrada como de la salida (necesarios para evitar pequeños cortocircuitos y propiciar las conmutaciones suaves). Idealmente en el Capítulo 3 se calculó el desfase mínimo que permite obtener ZVS a la potencia máxima (se denominará $d_{ZVS-Pmax}$). Éste se consigue haciendo $d=0$. En (3.4) se muestra el desfase total real que vendrá dado por los tiempos muertos y que se tiene que tener en cuenta en un diseño real.

$$d_{total} = tm_{P.E.} + d + tm_{P.S.} \quad (4.16)$$

Como se ha comentado anteriormente, la energía de la inductancia de dispersión debe ser mayor que la almacenada en los condensadores parásitos del puente.

$$E_{Lk} > 4E_{Coss} \rightarrow \frac{1}{2}L_k i_{Lk}^2 > 4 \frac{1}{2}C_{eq} V^2, \quad (4.17)$$

donde V será la tensión soportada por el puente del que se está calculando la condición de ZVS.

El valor de la corriente a través de la inductancia de dispersión en el momento de la conmutación se puede estimar utilizando las ecuaciones (3.4) o (3.5) del Capítulo 3, que para el caso en el que $v_i=v_o/n$, serán la misma ecuación y se obtiene el mismo valor de corriente (4.18).

$$I_{Lk} = \frac{T}{2L_k} (2v_i d) = \frac{Tv_i d}{L_k}. \quad (4.18)$$

Utilizando la expresión (4.18) en (4.17), se puede obtener el mínimo valor de inductancia de dispersión que permitirá idealmente la descarga de los condensadores de salida. No obstante, se debe verificar que con ese valor de inductancia y con el desfase real d_{ZVS_Pmax} se consigue el valor máximo de potencia deseado. Es probable que utilizando valores tan bajos de inductancia de dispersión el desfase efectivo necesario sea menor que el conseguido con los tiempos muertos. En este caso dicho desfase se podría conseguir utilizando valores negativos de d , pudiendo obtener valores de desfase tan pequeños como fuera necesario. Sin embargo, en la práctica valores tan pequeños de desfases pueden generar dificultades, tanto en su generación como por efecto de elementos parásitos en el circuito.

Un procedimiento más sencillo y práctico para el cálculo de la inductancia de dispersión sería considerar el mínimo valor de desfase con el que se quiere procesar la potencia máxima, que puede ser el valor de desfase generado por los tiempos muertos u otro valor que puede venir determinado por la precisión del generador de PWM. Una vez que se ha determinado d_{ZVS_Pmax} , al igual que en la ecuación (3.9), se puede calcular la inductancia de dispersión que nos permite procesar la potencia máxima pero en este caso con el bajo valor de desfase deseado, d_{ZVS_Pmax} .

$$P = \frac{(1-d)T v_i v_o}{nL_k} \rightarrow L_k = \frac{(1-d_{ZVS_Pmax})d_{ZVS_Pmax} T v_i v_o}{nP_{max}}. \quad (4.19)$$

Es importante comprobar que con el valor de inductancia estimado se puede conseguir ZVS a P_{max} y hasta qué porcentaje de potencia con respecto a la máxima, que como es lógico será mayor que en el diseño del apartado anterior.

En las ecuaciones previamente expuestas existen valores que son difíciles de calcular con precisión, por ejemplo C_{eq} . Las hojas de características de los transistores proporcionan comúnmente el valor de la capacidad parásita de salida en unas ciertas condiciones, que pueden no coincidir con las condiciones de funcionamiento y por lo tanto es difícil de estimar. No obstante, en muchas ocasiones, partiendo de un valor estimado de C_{eq} para el cálculo de la inductancia de dispersión, posteriormente se pueden conseguir cumplir el resto de ecuaciones, haciendo pequeñas modificaciones en otros parámetros, como por ejemplo el desfase.

4.1.3 MAPA DE DISEÑO CONSIDERANDO EL EFECTO DE LOS CONDENSADORES PARASITOS DE SALIDA DE LOS TRANSISTORES

En el Capítulo 3 se ha presentado un plano de diseño en el que se representaban los límites ideales de funcionamiento con ZVS de cada uno de los puentes que componen un DAB. En el caso previamente presentado, se suponía que la corriente por la inductancia de dispersión en el instante de la conmutación de cada puente debería ser mayor que cero para conseguir ZVS. Sin embargo, como se ha comentado anteriormente, y se redundará en ello, para la obtención de ZVS en un caso real, la citada corriente (I_1 para el puente de entrada e I_2 para el de salida, definidas en el Capítulo 3) no solo deberá ser mayor que cero, sino que deberá ser suficiente como para descargar los condensadores parásitos de los transistores que conforman los puentes completos del DAB. A continuación, se presentarán los cálculos necesarios para la obtención de un mapa de diseño similar al presentado en el Capítulo 3, pero teniendo en cuenta esta no idealidad.

A través de (4.17) se calcula la corriente necesaria para conseguir ZVS,

$$\frac{1}{2}L_k i_{L_k}^2 > 4\frac{1}{2}C_{eq}V^2 \rightarrow i_{L_k} = 2V\sqrt{\frac{C_{eq}}{L_k}}. \quad (4.20)$$

Por lo tanto, para el puente de entrada se debe cumplir que I_1 sea mayor que la corriente calculada en (4.20), particularizándola para las especificaciones del puente de entrada, donde C_{eq_i} será el valor del condensador parásito de salida equivalente de un transistor del puente de entrada.

$$I_1 = \frac{T}{2L_k} \left(2\frac{v_o}{n}d + v_i - \frac{v_o}{n} \right) > 2v_i\sqrt{\frac{C_{eq_i}}{L_k}}. \quad (4.21)$$

Particularizando (4.20) para el puente de salida, se obtiene la mínima corriente que debe alcanzar I_2 para garantizar ZVS en dicho puente, donde C_{eq_o} será el valor del condensador parásito de salida equivalente de un transistor del puente de salida.

$$I_2 = \frac{T}{2L_k} \left(2v_i d - v_i + \frac{v_o}{n} \right) > 2v_o\sqrt{\frac{C_{eq_o}}{L_k}}. \quad (4.22)$$

Operando en (4.21) y en (4.22), se obtienen los límites de desfase que proporcionan ZVS,

$$d > \frac{M-1}{2M} + \frac{2\sqrt{L_k C_{eq_i}}}{TM}, \text{ para } M > 1. \text{ ZVS en el primario} \quad (4.23)$$

$$d > \frac{1-M}{2} + \frac{2Mn\sqrt{L_k C_{eq_o}}}{T}, \text{ para } M < 1. \text{ ZVS en el secundario} \quad (4.24)$$

Como se puede observar al considerar las mencionadas no idealidades, los límites vendrán determinados, además de por el valor del condensador parásito, por otras especificaciones del convertidor. En el apartado siguiente se presentarán algunos ejemplos de diseño donde se utilizarán las expresiones calculadas para apreciar el efecto de los condensadores parásitos sobre el plano de diseño presentado en el Capítulo 3.

4.1.4 EJEMPLOS DE DISEÑO

A continuación, se realizará un pequeño ejemplo de diseño siguiendo las dos estrategias anteriores. Para ejemplificar los diseños se utilizarán las mismas especificaciones usadas para el DAB del Capítulo 3, que se detallan nuevamente a continuación:

- Tensión de entrada (v_i): 48V.
- Tensión de salida (v_o): 400V.
- Potencia máxima (P_{\max}): 1000W.
- Frecuencia de conmutación (f_s): 100kHz.

Inicialmente se considerará para las dos estrategias de diseño un transformador con un relación de transformación $n = v_o/v_i$, obteniendo un valor de $M=1$. De esta manera se conseguirá idealmente extender al máximo el rango de ZVS.

4.1.4.1 Diseño para el aumento del rango de ZVS

En primer lugar se seleccionará un desfase máximo de $d=0,35$ para asegurar una relación lineal entre el desfase y la potencia, tal como se muestra en la Figura 4.1. Con este desfase seleccionado y usando la ecuación (3.9), se obtiene un valor de inductancia de dispersión necesaria igual a $L_k=2,62\mu\text{H}$ para manejar la potencia máxima con el desfase máximo, y así extender al máximo el rango de ZVS. Con las mencionadas especificaciones y considerando un interruptor MOSFET con una capacidad parásita de salida de $C_{\text{eq}}=100\text{pF}$, se puede calcular fácilmente la corriente necesaria para conseguir ZVS utilizando la ecuación (4.17). Con este valor de corriente se puede obtener el valor de desfase necesario y consecuentemente el valor de potencia manejado por el convertidor a partir del cual se perderá la conmutación suave. En este caso concreto, ese valor de potencia será $P=224,4\text{W}$, o lo que es lo mismo se perderá ZVS al 22,4% de la potencia máxima. Para poder comparar este diseño con el que se realizará a continuación, es importante conocer también el valor eficaz de la corriente, por ejemplo en el

punto de salida, a la máxima potencia, lo cual dará una idea de las pérdidas de conducción que se tendrán a esa potencia (ya que a potencia máxima las pérdidas de conducción serán las predominantes por operar con ZVS) en ambos diseños. En este caso el valor de la corriente será de $I_{ef_salida}=3,37A$. En la Figura 4.2 se muestran formas de onda de interés del diseño realizado.

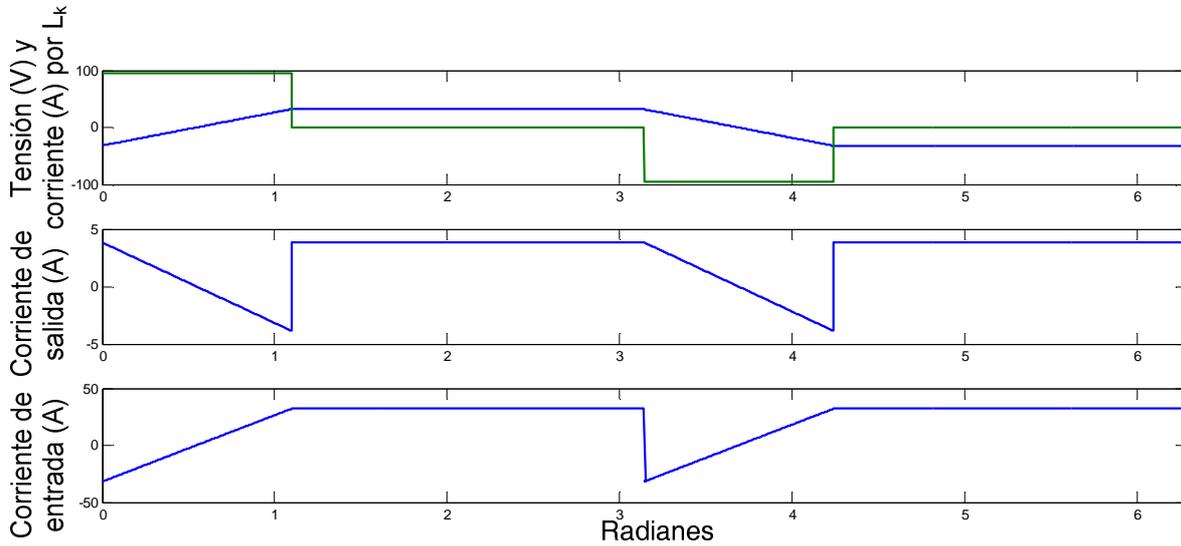


Figura 4.2. Tensión y corriente en la inductancia de dispersión y corrientes de salida y de entrada para el manejo de la potencia máxima en la estrategia de diseño orientada a maximizar el rango de ZVS.

Utilizando las ecuaciones (4.23) y (3.16) y las especificaciones previamente calculadas se representa el plano de diseño que proporciona los límites de funcionamiento con ZVS de cada uno de los puentes. Además, sustituyendo en el plano de diseño el eje que representa el desfase por una representación de la potencia (usando (4.19)), se muestra de manera ilustrativa y sencilla la potencia a la que se pierde ZVS (Figura 4.3).

4.1.4.2 Diseño para el aumento del rendimiento a plena carga

A continuación se ejemplificará el diseño orientado a conseguir el máximo rendimiento a la potencia máxima sin optimizar la extensión del rango de ZVS. En este caso, los tiempos muertos necesarios para conseguir que se descarguen los condensadores de salida de los interruptores que componen el puente y que permitan evitar cortocircuitos en cualquiera de las ramas, se han comprobado experimentalmente y son de $tm_{p.e.}=0,1\mu s$ y $tm_{p.s.}=0,3\mu s$. Por tanto, el valor de desfase que debe otorgar ZVS a la potencia máxima es,

$$d_{ZVS_Pmax} = (tm_{P.E.} + tm_{P.S.}) \frac{0,5}{5\mu s} = 0,4\mu s \frac{0,5}{5\mu s} = 0,04. \quad (4.25)$$

El objetivo es procesar la potencia máxima con este valor mínimo de desfase, para lo cual se necesitará una inductancia de dispersión de $L_k=0,44\mu H$, que se calcula a partir de (4.19).

Siguiendo los mismos pasos que en la estrategia de diseño del ejemplo anterior y considerando el mismo condensador parásito en los interruptores, se puede calcular la potencia a la cual se perdería la conmutación suave, que en este caso es $P=564,55W$, o lo que es lo mismo, al 56,45% de la potencia máxima.

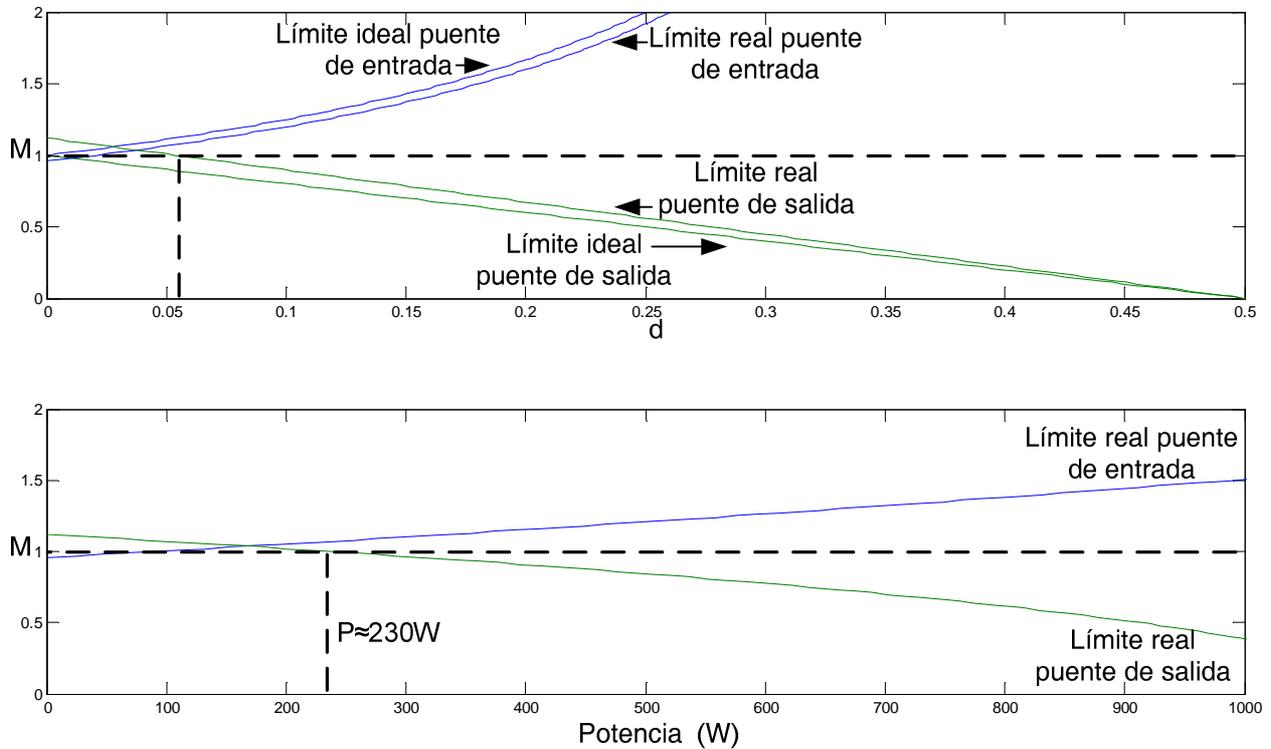


Figura 4.3. Plano de diseño donde se muestran los límites de ZVS reales e ideales en función del desfase y en función de la potencia.

Como se puede observar, la pérdida de ZVS se produce mucho antes que en el caso del diseño anterior. Sin embargo, la gran ventaja será que la corriente eficaz que maneja el convertidor para las mismas potencias será mucho menor en este caso. Por ejemplo, el valor de corriente eficaz en la salida a la máxima potencia será $I_{ef_salida}=2,56A$. Esta reducción en la corriente eficaz se traducirá en una importante mejora del rendimiento, ya que en estas condiciones de carga, las pérdidas de conmutación serán despreciables y las pérdidas más relevantes serán las de conducción, muy dependientes de la corriente eficaz. En la Figura 4.4, se muestran algunas formas de onda de interés.

Como en el caso del diseño para la optimización del rango de ZVS, utilizando las ecuaciones (4.23) y (3.16) y las especificaciones propias de este nuevo diseño se representa el plano de diseño que proporciona los límites de funcionamiento con ZVS de cada uno de los puentes y el límite de potencia (Figura 4.5). Debido a que el máximo desfase utilizado será 0,04, se ha

realizado una ampliación de la zona de funcionamiento en el plano de diseño mostrado. Se puede observar claramente como el rango de operación con ZVS se ha reducido considerablemente.

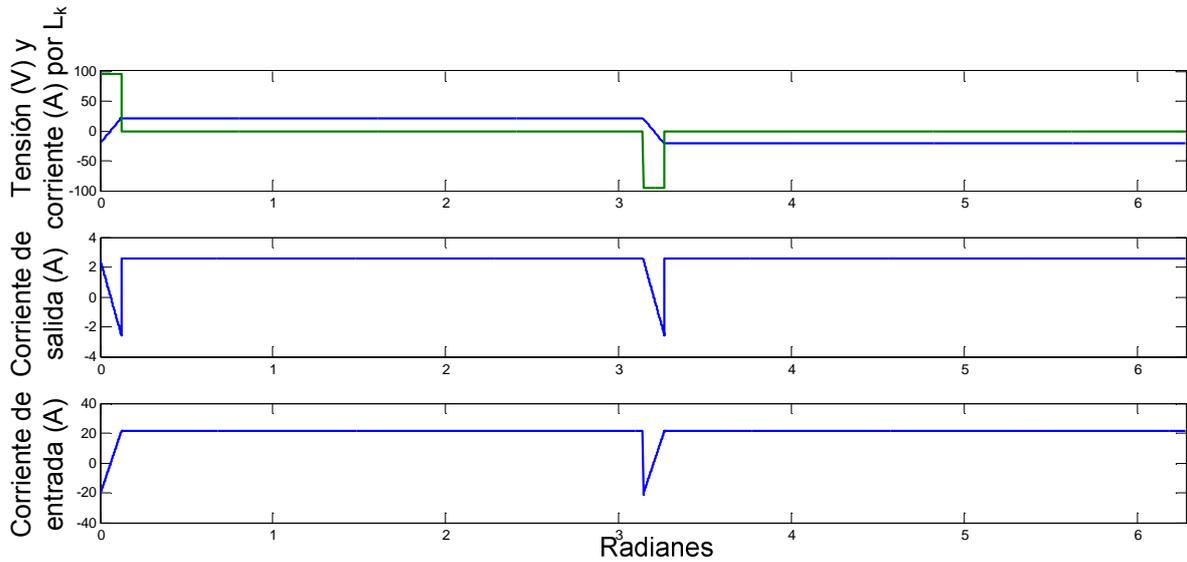


Figura 4.4. Tensión y corriente en la inductancia de dispersión y corrientes de salida y de entrada para el manejo de la potencia máxima en la estrategia de diseño orientada a maximizar el rendimiento a plena carga.

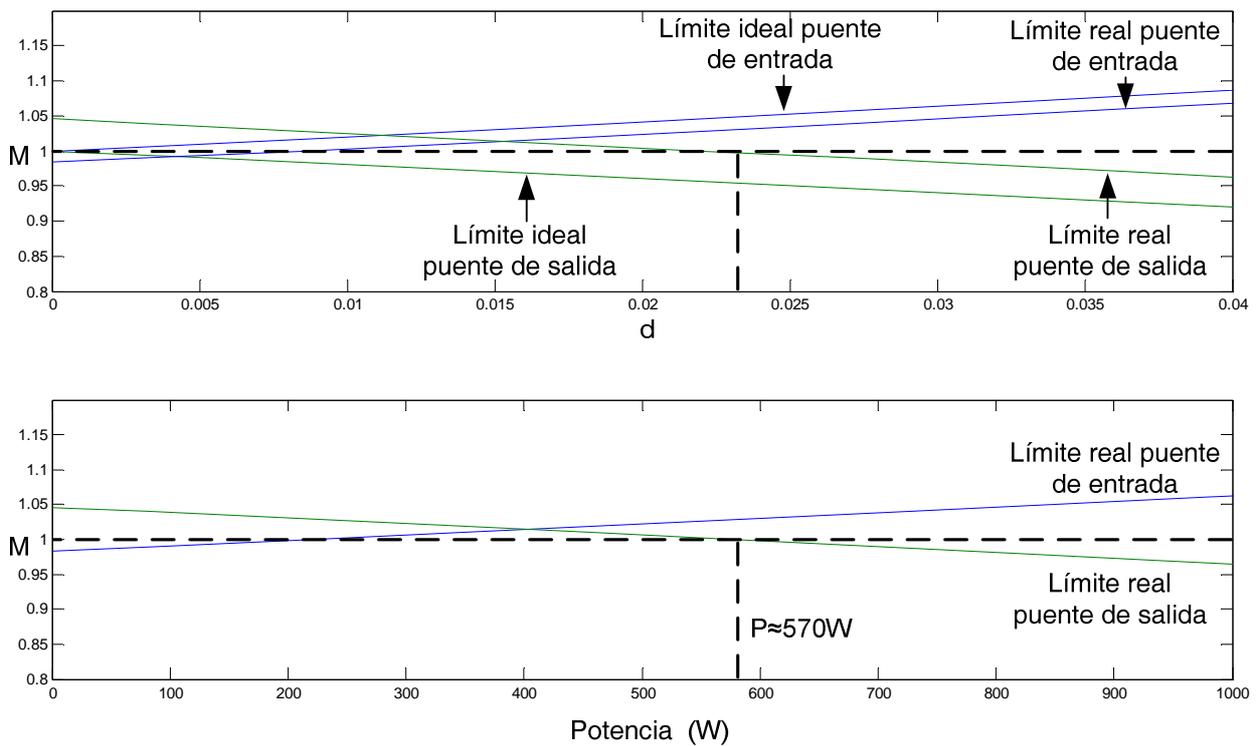


Figura 4.5. Plano de diseño donde se muestran los límites de ZVS reales e ideales en función del desfase y en función de la potencia.

4.1.5 RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.1.5.1 Especificaciones del setup experimental

Antes de mostrar resultados experimentales como ejemplo de funcionamiento del DAB utilizando cada una de las estrategias de diseño presentadas, se definirá el *setup* de pruebas utilizado para la mayoría de la experimentación. Para realizar las comparativas experimentales lo más justas posibles se ha mantenido el *setup* de pruebas lo más invariante posible. Para posibilitar la implementación de las técnicas orientadas a la mejora del rendimiento del convertidor, que se mostrarán más adelante, se ha diseñado un montaje experimental que mantiene aisladas todas las señales de gobierno de los transistores y todas las variables a medir, como se muestra en la Figura 4.6. Además, se ha utilizado un control digital para la generación de las señales de gobierno, lo cual otorga importantes grados de libertad y permite actuaciones que serían inviables utilizando control analógico. En relación a la medida de las variables del circuito, en los casos en los que sean precisos, solo cabe mencionar que se han utilizado circuitos de medición aislados, tanto de tensión como de corriente. En la Figura 4.6 se muestran sus referencias.

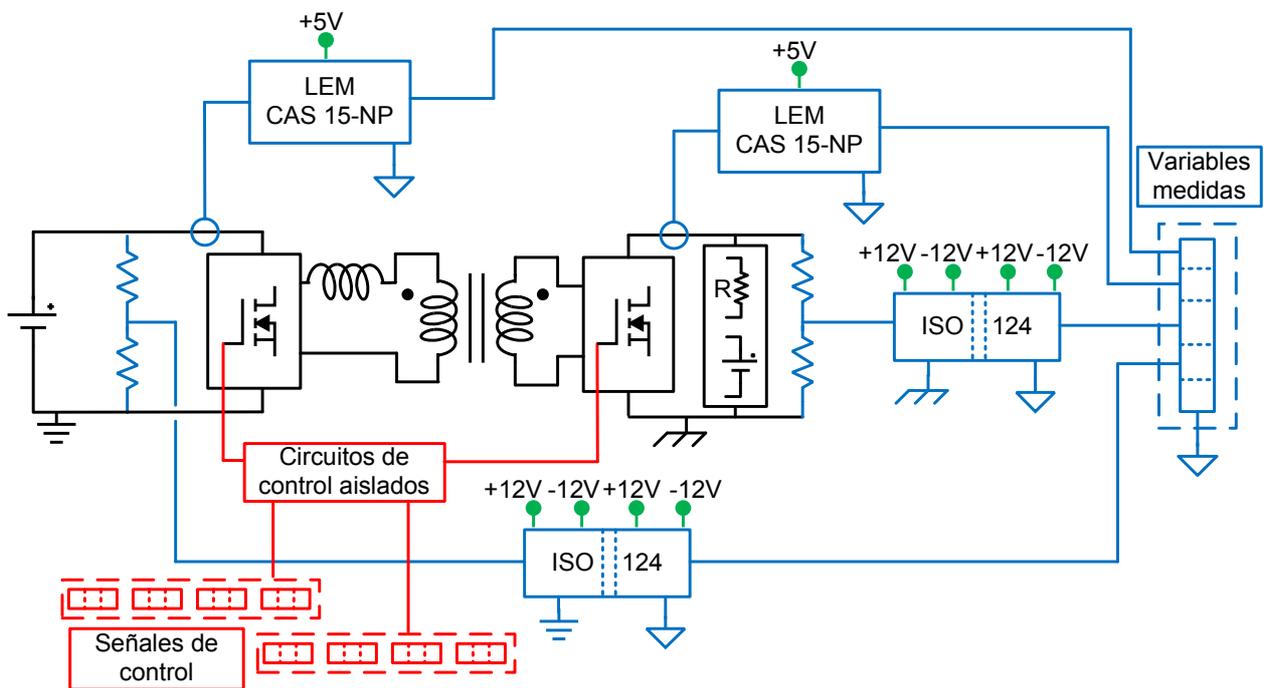


Figura 4.6. Esquema del *Setup* experimental con variables aisladas para permitir distintas configuraciones.

El sistema de control del prototipo realizado está basado en una FPGA (de su nomenclatura inglesa, *Field-Programmable Gate Array*). Se ha explorado el uso de controladores analógicos, encontrando posibilidades en la adaptación de circuitos preparados para el control de puentes con

fase desplazada como es el UC3875 o el UC3879 de *Texas Instruments*, aunque se ha optado finalmente por la realización de un control digital para conseguir una mayor versatilidad en el banco de pruebas. Para todas las pruebas se ha usado una FPGA Virtex 4 SX 35 del fabricante Xilinx. Su software, programado en VHDL, es el encargado de generar las señales de control de los circuitos de mando. Se han desarrollado varios módulos programados en VHDL que generan las señales PWM para cada puente con un ciclo de trabajo del 50% y que permiten conseguir desfases entre las mismas tanto positivos como negativos. Para la programación de los módulos y el manejo de la mencionada FPGA se ha utilizado el paquete Xilinx ISE Design Suite 11, con especial uso de los siguientes programas:

- El programa Xilinx ISE 11 para la programación y la generación de los proyectos que van a determinar el funcionamiento de la FPGA.
- El programa Xilinx IMPACT 11 para el grabado o transferencia de los proyectos creados a la FPGA.
- El programa Xilinx ChipScope Pro Analyzer 11, que permite analizar y realizar cambios en los parámetros de control de la FPGA en tiempo real a través de un ordenador usando una interfaz gráfica.

Mediante el desarrollo de distintos módulos de control digital se posibilita la modificación de ciertos parámetros en el control de manera sencilla y eso hace que sea posible una cierta flexibilidad que posibilite la implementación de las técnicas de control que se propondrán en este capítulo, sobre todo, como solución para el incremento del rango de ZVS. Por ejemplo, modificar la frecuencia de conmutación es sencillo mediante el uso del control digital, mientras que no lo sería tanto usando un control analógico. Modificaciones en otros parámetros como las referencias de tensión de los lazos, se pueden realizar también de manera muy sencilla gracias al control digital.

En algunos casos, la implementación de las técnicas que se detallarán más adelante se podrá llevar a cabo sin apenas realizar mediciones de ninguna variable del circuito, siempre y cuando no se busque demasiada precisión. Sin embargo, para el caso en el que se necesite conocer el valor de alguna variable, éstas se han medido utilizando sensores aislados anteriormente mencionados. Además, se ha realizado una digitalización de las mismas a través del conversor analógico digital THS1030, para que puedan ser gestionadas a través de la FPGA. En la Figura 4.7 se muestra un pequeño esquema del montaje realizado. En el Anexo B se proporcionarán más detalles del control digital empleado.

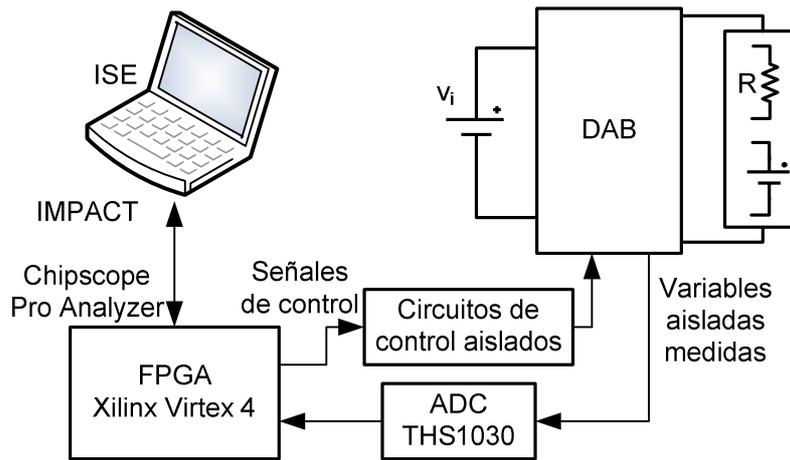


Figura 4.7. Esquema del montaje realizado para verificar las técnicas de control de un prototipo de DAB.

En el caso particular del DAB y, en general, de cualquier convertidor basado en la estructura en puente, es necesario gobernar interruptores que no están referidos a masa, es decir, flotantes. Existe un gran número de soluciones para controlar este tipo de interruptores [4.23] y [4.24], basadas sobre todo en técnicas de *bootstrap*, donde se consigue una tensión de alimentación referida a un punto intermedio gracias al uso de circuitería analógica.

No obstante, como se muestra en la Figura 4.6 y en la Figura 4.7, en el *setup* experimental se utilizarán circuitos de control aislados para transferir la señal de control generada por la FPGA hasta los circuitos de mando de los transistores. Como se detallará más adelante en este capítulo, en los casos en los que el convertidor opere sin ZVS existirán ruidos que pueden llegar a superponerse sobre las señales de control pudiendo llegar a dañar los interruptores del convertidor o generar falsos flancos de disparo. En el caso del gobierno de los interruptores flotantes puede verse interferido incluso en mayor medida, por el hecho de necesitar una alimentación referida a un punto que tiene una tensión no fija. Por estos motivos, se ha considerado la opción de desarrollar circuitos de control aislados que puedan ser usados tanto para los interruptores referidos a masa, como para los referidos a un punto flotante. El desarrollo de este tipo de circuitos proporciona a cualquier convertidor una interesante modularidad y permite controlar todos los interruptores con el mismo tipo de circuito de control aislado. En la Figura 4.8 se muestra un esquema y una foto del circuito.

Como se puede ver en el esquema, el objetivo principal es aislar tanto la alimentación del *driver* como su señal de control. De esta manera es posible controlar interruptores con referencias de tensión distintas. El circuito está compuesto de dos bloques. Por una parte, a partir de la tensión de alimentación común, en este caso 5V, se genera una tensión aislada con el uso de un convertidor CC/CC no regulado con aislamiento galvánico (DCH010512). El nivel de esta

tensión aislada puede posteriormente ajustarse con el uso de un regulador lineal (LT1763). Por otra parte, para el aislamiento de las señales de gobierno se utilizarán aisladores digitales (ISO721), alimentados en su entrada desde la alimentación común (en este caso 5V) y en su salida desde la tensión aislada obtenida a través de un regulador lineal (ADP3300). Este circuito de control aislado está pensado y diseñado para proporcionar una señal de control y una tensión de alimentación aisladas que se aplicarán a un *driver* estándar específico para cada tipo de interruptor a utilizar. Los drivers que se conectarán directamente a los terminales de control del interruptor podrán estar referidos a puntos distintos, gracias a que las señales de control y alimentación estarán aisladas por el uso de los circuitos de control aislados presentados.

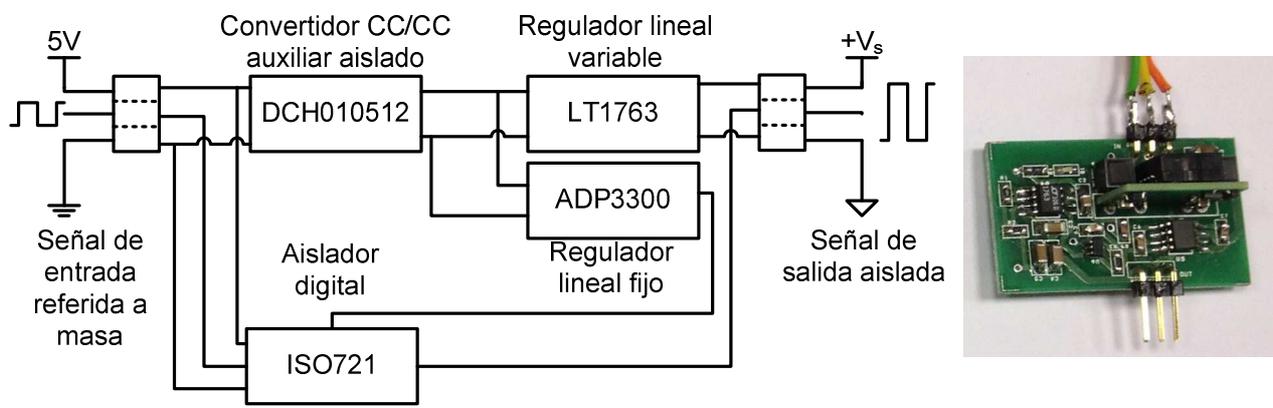


Figura 4.8. Esquema y foto del circuito de control aislado.

En el desarrollo de los circuitos de control aislados se ha prestado especial atención en filtrar todo tipo de ruidos que pudieran alterar tanto las señales de control como de alimentación. Para ello se han desacoplado todas las alimentaciones y se han utilizado bobinas de choque en modo común para eliminar posibles ruidos. Gracias al uso de este tipo de drivers se han conseguido mitigar muchos de los problemas generados por los ruidos existentes por la pérdida de ZVS.

4.1.5.2 Resultados experimentales de las dos estrategias de diseño presentadas

Para verificar experimentalmente las dos estrategias de diseño expuestas, se han realizado medidas de rendimiento utilizando dos DABs diseñados siguiendo los procedimientos de diseño expuestos y los ejemplos propuestos con anterioridad y utilizando el montaje experimental descrito. Los convertidores en ambos casos son exactamente idénticos exceptuando la inductancia de dispersión. Sólo se sustituirá la inductancia de dispersión seleccionada para obtener un DAB que maximice el rango de ZVS o bien que maximice el rendimiento a plena carga. En la Figura 4.3 y Figura 4.5, se puede observar como para un valor de M ligeramente mayor que 1 se puede

ampliar el rango de operación con ZVS, por este motivo, para estar del lado de la seguridad al disminuir potencia y perder ZVS, se ha seleccionado una relación de transformación del transformador igual a 8, obteniendo un valor de $M=1.04$. Los valores de inductancia utilizados son los calculados en el Apartado 4.1.4.

En la Figura 4.9 se muestra la curva de rendimiento de ambos diseños. Se puede observar cómo al utilizar una inductancia menor se consigue una mayor potencia con un desfase menor y, por lo tanto, el rendimiento a plena carga es más elevado. Se puede observar una mejora del rendimiento a plena carga de un 3% en el diseño que minimiza el desfase. Sin embargo, la potencia en la que el rendimiento comienza a decaer bruscamente, que coincide con la potencia a la que se comienzan a perder las condiciones de conmutación suave, es mayor que en el caso de usar una inductancia mayor. Se observa también que existe una gran concordancia de los valores de pérdida de ZVS que se han calculado tanto analíticamente como de manera teórica a través del mapa de diseño con los valores experimentales.

Se podría pensar que reduciendo aun más el valor de la inductancia se elevaría aun más el rendimiento a plena carga. No obstante, experimentalmente esta prueba se ha llevado a cabo sin obtener grandes beneficios de rendimiento, ya que al utilizar desfase tan pequeños, los tiempos muertos y los tiempos de descargas de los condensadores parásitos de salida de los MOSFETs influyen notablemente en el desfase efectivo que utiliza el DAB, haciendo que el aumento de rendimiento sea mínimo y las dificultades de control aumenten.

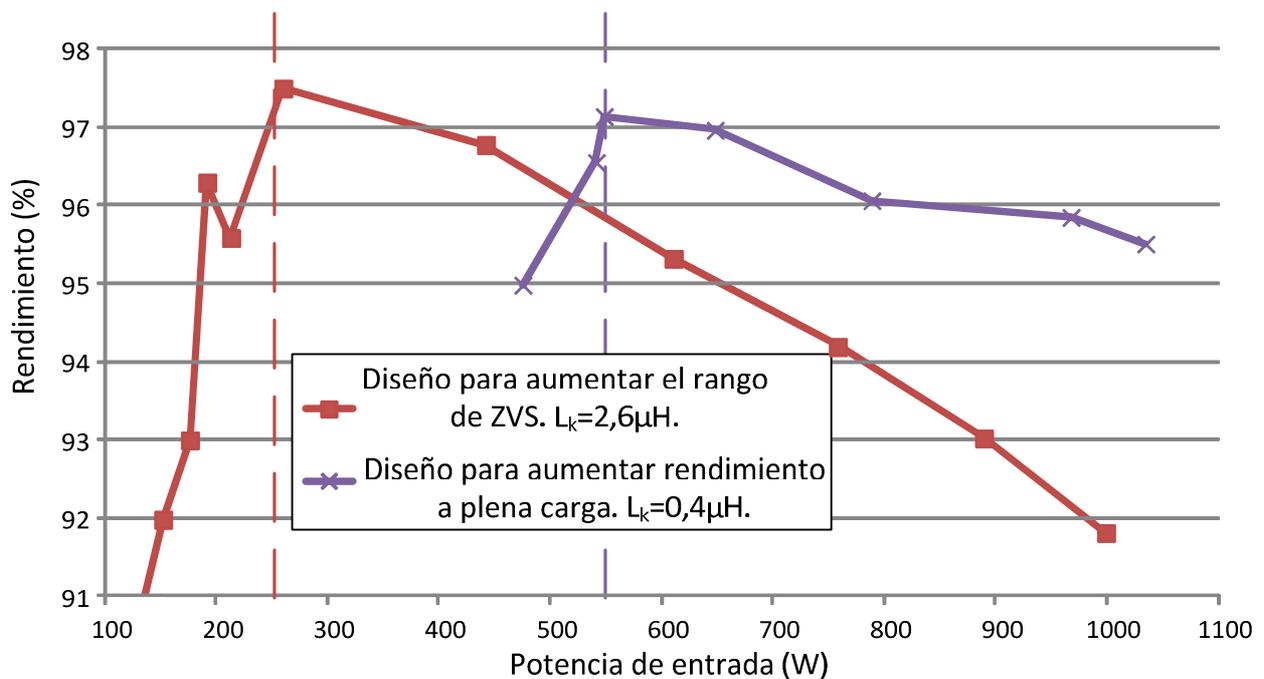


Figura 4.9. Curvas de rendimiento de dos diseños de DAB con distintos objetivos de diseño.

Por último, en la Figura 4.10 se muestran dos capturas de formas de onda de operación cercanas a plena carga para los dos diseños detallados. Se puede observar cómo manejan potencias muy similares con desfases muy distintos (y por lo tanto corrientes eficaces distintas) gracias al uso de inductancias de dispersión con distinto valor.

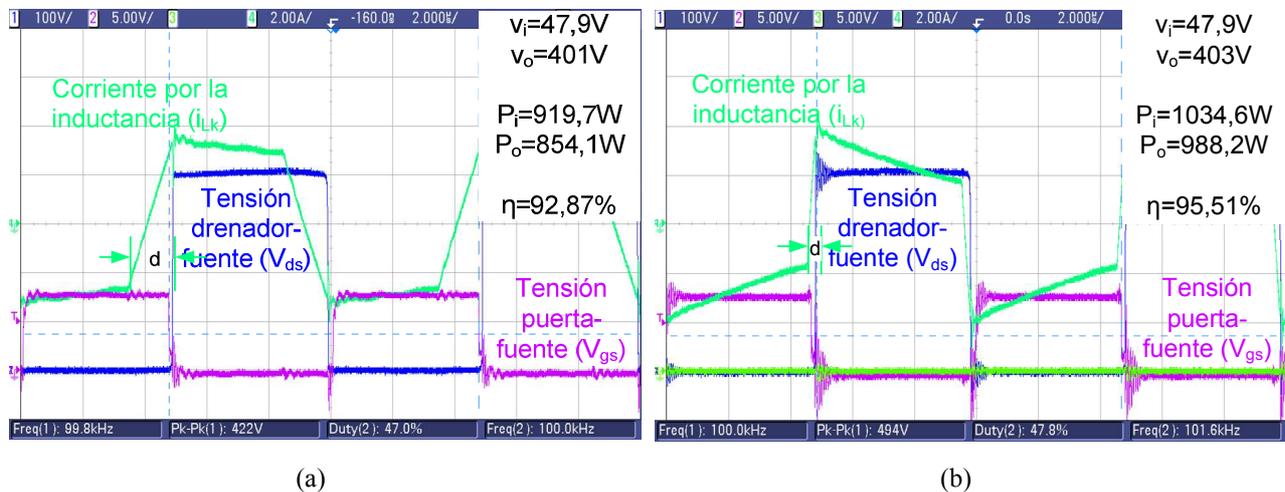


Figura 4.10. Formas de onda de operación de un DAB con dos diseños distintos: (a) para aumentar el rango de ZVS, con $L_k=2,6\mu\text{H}$ y (b) para aumentar el rendimiento a plena carga, con $L_k=0,4\mu\text{H}$.

4.2 TÉCNICAS PARA EL INCREMENTO EN EL RANGO DE CONMUTACIÓN SUAVE

Aunque hasta el momento sólo se han mencionado especificaciones del perfil de potencia demandada por la carga como elemento decisorio para seleccionar una u otra de las estrategias de diseño presentadas en el apartado anterior, existen otros muchos factores que pueden afectar a la hora de la selección del diseño más apropiado. Por ejemplo, en el caso en el que las tensiones de entrada y de salida no sean demasiado elevadas y el peso de las pérdidas de conmutación sea más escaso, se podrá permitir perder ZVS, y por lo tanto, quizás sea más ventajoso diseñar para obtener máximo rendimiento a la máxima potencia. No obstante, aun en el caso de tensiones bajas, si las potencias a manejar son muy elevadas, la pérdida de ZVS para valores elevados de potencia, puede provocar problemas de ruidos que interfieran en los circuitos de generación de las señales de puerta y provoquen conmutaciones indeseadas.

También la variabilidad de las tensiones de entrada o de salida puede implicar que una de las estrategias de diseño propuestas sea más eficiente que otra. Por ejemplo, cuando las condiciones de entrada y de salida son muy variables, es más difícil mantener ZVS, quizás llegando a hacer necesario el uso de un control más sofisticado que pueda ayudar a conseguirlo. En este caso,

realizar un diseño para la obtención del máximo rendimiento sería más difícil, por el desconocimiento a priori de los valores de las tensiones. No obstante, si se pudiera controlar una de las tensiones y fijarla a un valor distinto al nominal (dentro de unos márgenes), esto permitiría variar ligeramente la corriente de la inductancia de dispersión en el instante de la conmutación del puente en el que se desee garantizar la conmutación suave. De esta manera, se ampliará el rango de ZVS a costa de tener una mayor corriente reactiva y menor corriente en el instante de la conmutación del otro puente. En casos en los que las tensiones de los dos puentes son bastante diferentes, este puede ser un buen mecanismo para aumentar el rango de ZVS en el puente que debe soportar mayor tensión.

Como se puede observar, existe una gran variedad de técnicas para extender el rango de ZVS y mejorar el rendimiento en general, pero cada una de ellas tendrá especial interés en función de las especificaciones de la aplicación. En la literatura también se encuentran un gran número de técnicas de control para mejorar el rendimiento del DAB, sobre todo modificando el ciclo de trabajo de las señales PWM de control de los interruptores, como por ejemplo [4.24]-[4.28]. En los siguientes apartados se tratarán de detallar algunas de las técnicas exploradas detallando cuál de ellas es más útil y en que situaciones, manteniendo en todos los casos la modulación PWM con 50% de ciclo de trabajo.

4.2.1 TÉCNICAS UTILIZANDO UN SÓLO MÓDULO DE DAB

Como se ha comentado anteriormente, una aplicación muy habitual del convertidor DAB es proporcionar una tensión elevada a partir de un valor de tensión relativamente más bajo. Esto se consigue gracias a la existencia en el convertidor de un transformador, que además de proporcionar aislamiento galvánico, aporta un grado de libertad adicional a la relación de transformación entre las tensiones de entrada y de salida. Por ejemplo, en el caso en el que las dos tensiones, de entrada y salida, estuvieran por debajo del margen de tensiones seguras (menor de 60V), el uso de un DAB penalizaría el rendimiento en relación con una topología sin aislamiento galvánico como podría ser un reductor o un elevador síncrono, debido a la inclusión de un componente magnético adicional que, en este caso, no proporcionará grandes ventajas. Sólo en el supuesto en el que las tensiones, aun siendo bajas, sean muy diferentes, el uso de un DAB podría estar justificado, para aprovecharse de la relación de transformación aunque el aislamiento galvánico no fuera necesario. En el caso en el que las dos tensiones sean mayores que el rango de tensiones seguras, de nuevo el uso de un DAB incorporando un transformador sólo proporciona como ventaja la relación de transformación del mismo como grado de libertad. Si las tensiones

fueran altas, pero cercanas, una topología sin aislamiento probablemente seguiría proporcionando mejores resultados. Por tanto, el uso de un DAB se justifica tanto en el caso en el que se quiere tener aislamiento galvánico para mantener una de las tensiones como segura, ya sea la entrada o la salida, o bien en el caso en el que las tensiones sean muy distintas. Se concluye, sin demasiada pérdida de generalidad, que se puede suponer una aplicación genérica para el DAB donde la tensión de entrada este dentro del margen de tensiones seguras, mientras que la tensión de salida sea más elevada, por ejemplo N veces. Gracias a la simetría del convertidor DAB y a su carácter bidireccional, se podría cambiar entrada por salida sin ninguna pérdida de generalidad. Sin embargo, como simplificación, durante este capítulo, se supondrá que la entrada es la baja tensión y la salida es la alta tensión, siempre que no se indique lo contrario.

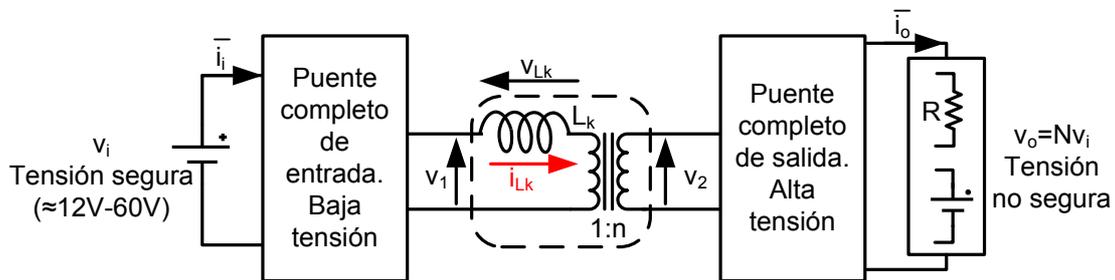


Figura 4.11. Esquema del DAB con especificaciones de tensiones en las que se aprovechan las ventajas del uso de un transformador en la topología (aislamiento y alta relación de conversión).

Teniendo en cuenta las especificaciones comentadas anteriormente, se tendrán dos puentes completos, que compondrán el DAB, muy distintos entre sí, y por lo tanto, con metodologías de diseño distintas. En el caso del puente de baja tensión las mayores dificultades vendrán dadas por los altos niveles de corriente. Así el objetivo de diseño del puente completo deberá tener estar más centrado en la minimización de las pérdidas de conducción. Sin embargo, en el caso del puente de alta tensión las mayores dificultades vendrán dadas por los altos valores de tensión a soportar por los dispositivos, y por tanto, la preocupación prioritaria de diseño será la minimización de las pérdidas de conmutación.

En el Capítulo 3 y en apartados anteriores del presente capítulo, se ha realizado el análisis teórico de la pérdida de ZVS. En ese análisis se detallan los motivos por los cuales se puede perder ZVS en uno de los dos puentes que componen el DAB. También se detalla en cuál de los puentes se perdería ZVS en función de la relación existente entre la tensión de entrada y la de salida. Sin embargo, siguiendo las especificaciones prácticas previamente descritas, se puede concluir que la pérdida de ZVS en el puente de entrada es mucho menos importante que en el puente de salida ya que son las pérdidas de conducción las que determinan en mayor medida el rendimiento, por lo que se puede realizar el diseño encaminado a que la pérdida de ZVS se

produzca en el puente de baja tensión, donde las pérdidas de conmutación generadas serán mucho menos importantes. Aunque teóricamente se podría diseñar para nunca perder ZVS en el puente de alta tensión, a efectos prácticos se debe cumplir la ecuación (5.2) o la (4.17) (aunque distintas, ambas representan lo mismo), de modo que cuando la energía almacenada en la inductancia de dispersión no sea suficiente para descargar los condensadores parásitos del puente, se perderá ZVS. Como es lógico, esta limitación práctica sucederá antes en el puente de alta tensión (ya que su corriente también será menor) que en el de baja tensión tal como se puede comprobar en los ejemplos de diseño del Apartado 4.1.4 (Figura 4.3 y Figura 4.5).

Se supondrá un diseño en el que se deba pasar de una tensión de entrada $v_i = V_{\text{entrada}}$ a una tensión de salida $v_o = V_{\text{salida}} = N \cdot V_{\text{entrada}}$. Desde el punto de vista ideal para ampliar al máximo el rango de ZVS y reducir los valores de corriente reactiva a manejar por el DAB, se diseña un transformador con una relación de transformación $n = N$. Los parámetros L_k y C_{eq} vendrán determinados por el diseño del convertidor. Se deberán seleccionar los valores de C_{eq} y de V del puente más restrictivo, que tal como anteriormente se ha comentado será el de mayor tensión, aunque no tiene porque ser así siempre. El valor de i_{Lk} considerada es la corriente por la inductancia de dispersión en el momento de la conmutación del puente más restrictivo, que se puede modificar ligeramente variando la relación de tensiones de entrada y de salida (M), a costa de aumentar la corriente reactiva. En la ecuación (4.22), se muestra el valor de la corriente por la inductancia de dispersión en el momento de la conmutación del puente de salida, previamente calculado en el Capítulo 3. A continuación se detallan diversas estrategias para modificar ese valor.

4.2.1.1 Regulando la tensión de entrada. Tensión de salida fija

Se supone que la tensión de salida es fija y que se debe regular el valor de la tensión de entrada, permitiendo variaciones dentro de unos ciertos márgenes. Los márgenes podrán venir impuestos por las especificaciones propias del puerto a conectar en la entrada, como por ejemplo el rizado máximo admisible. Se podrá utilizar esa variación de la tensión para aumentar ligeramente el rango de ZVS aumentando el valor de I_2 . El procedimiento será mantener el valor de la tensión de entrada en su valor nominal, hasta que la potencia manejada se acerque al límite de pérdida de ZVS, momento en el cual se fijará el valor de tensión de entrada al mínimo valor posible. De esta manera se aumentará el valor de I_2 y de la energía almacenada en la inductancia de dispersión en el momento de la conmutación. Según la ecuación (4.22), decrementos de v_i implican incrementos en I_2 , ya que d siempre será menor que 0,5. La Figura 4.12 y la ecuación

(4.26) tratan de esquematizar esta sencilla estrategia, donde d_{ZVS} es el valor de desfase en el cual se pierde ZVS y v_{ref} la tensión de referencia del lazo de tensión.

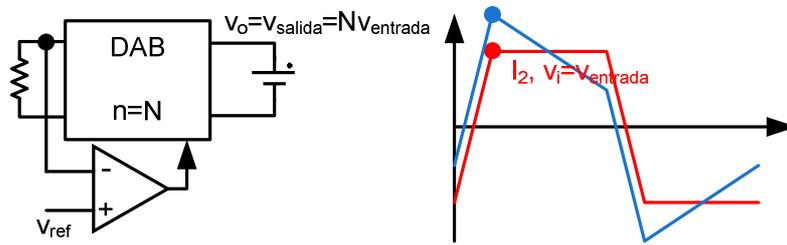


Figura 4.12. Esquema de ampliación del rango de ZVS cambiando la tensión de entrada.

$$v_{ref} = \begin{cases} v_{entrada} & , d > d_{ZVS} \\ v_{entrada} - margen, & d \leq d_{ZVS} \end{cases} \quad (4.26)$$

La posibilidad de variar la tensión de entrada no es muy común, ya que como se ha mencionado en anteriores apartados, la tensión de entrada puede provenir por ejemplo de una batería, por lo que la tensión vendrá fijada por el estado de la carga de la misma. Además si la tensión de entrada procede de una batería, esta fluctuará, con las consiguientes desventajas de tener tensión de entrada variable a la hora del diseño. En el caso en el que la tensión de entrada no se pueda controlar, se puede optar por la inclusión de una etapa pre-reguladora antes de la entrada al DAB, como se muestra en la Figura 4.13, que además de permitir variar la tensión de entrada al DAB como en el caso anterior, permitirá fijarla al valor deseado evitando las posibles fluctuaciones que se produzcan en la fuente (como en el caso de una batería). Esta etapa pre-reguladora también puede permitir un diseño más sencillo del DAB.

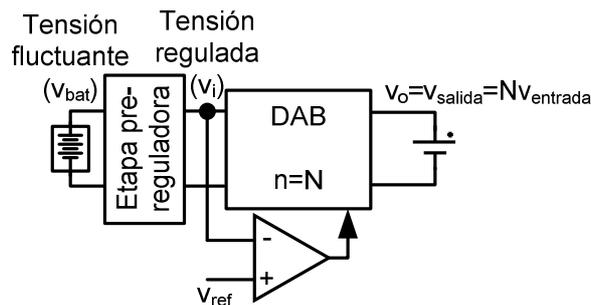


Figura 4.13. Esquema de ampliación del rango de ZVS cambiando la tensión de entrada mediante un pre-regulador.

4.2.1.2 Regulando la tensión de salida. Tensión de entrada fija.

Otra posible opción se da cuando la tensión de entrada viene fijada y se desea regular la tensión de salida del DAB a un valor fijo, pero permitiendo una cierta variación. En este caso, para aumentar la energía almacenada en la inductancia de dispersión aumentando la corriente a

través de ella, se debe aumentar la tensión de salida, como se expresa en la ecuación (4.22). Sin embargo, el incremento de la tensión de salida también incrementaría la energía almacenada en los condensadores parásitos de los transistores del puente completo correspondiente a ese lado del DAB. Por tanto, esta técnica sólo será efectiva cuanto el incremento de la tensión de salida implique mayor aumento de la energía en la inductancia de dispersión que en los condensadores parásitos. Por lo tanto, debe verificar la ecuación (4.27).

$$\Delta E_{L_k} > \Delta E_{C_{oss,P.C.}} \rightarrow L_k \Delta I_2^2 > 4C_{eq} \Delta v_o^2. \quad (4.27)$$

Por otro lado, el incremento de I_2 en función de v_o viene dado por:

$$\Delta I_2 = \frac{T \Delta v_o}{2L_k n}. \quad (4.28)$$

Usando (4.28) en (4.27) se llega a la condición que se debe cumplir para que el aumento de la tensión de salida tenga el efecto deseado, que se expresa en,

$$L_k \left(\frac{T \Delta v_o}{2L_k n} \right)^2 > 4C_{eq} \Delta v_o^2. \quad (4.29)$$

Reordenando (4.29), se obtiene (4.30). Cuanto mayor que la unidad sea el valor mostrado en (4.30), mayor será el efecto del aumento de la tensión de salida en el incremento de la energía de la inductancia de dispersión con respecto al incremento de la energía de los condensadores parásitos, y por lo tanto más efectiva será esta técnica para el aumento del rango de ZVS.

$$\frac{T^2}{16C_{eq} L_k n^2} > 1. \quad (4.30)$$

El esquema que representa esta técnica se muestra en la Figura 4.14 y en la ecuación (4.31).

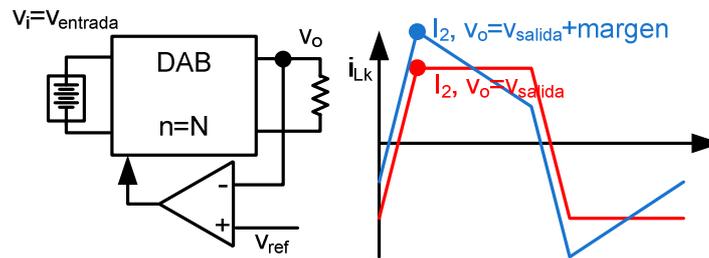


Figura 4.14. Esquema de ampliación del rango de ZVS cambiando la tensión de salida

$$v_{ref} = \begin{cases} v_{salida} & , d > d_{ZVS} \\ v_{salida} + margen, & d \leq d_{ZVS} \end{cases} \quad (4.31)$$

4.2.1.3 Modificando la relación de transformación. Tensión de salida y entrada fija.

En el supuesto en el que las dos tensiones sean fijas, con un rizado despreciable o que no se puedan variar, se podría realizar un diseño del transformador ligeramente diferente al mencionado para los apartados anteriores. En el caso en el que la relación de transformación es igual a la relación entre las tensiones de entrada y de salida, se consigue que la corriente por la inductancia de dispersión en el momento en el que los dos puentes aplican la tensión con el mismo signo (intervalo $[dT, T]$), sea completamente plana. Mediante este diseño, idealmente, se consigue minimizar la corriente reactiva manejada mientras se extiende el rango de ZVS a todo el rango de potencias. No obstante, en la realidad ya se ha verificado que una cierta pendiente en esa parte de la corriente por la inductancia de dispersión puede permitir aumentar el rango de ZVS. Por esta razón, cabe la posibilidad que realizar un diseño con $n \neq N$, para extender el rango de ZVS en un puente, en el cual la pérdida de ZVS pueda ser más conflictiva, a costa de incrementar la corriente reactiva, y por tanto las pérdidas de conducción, y reducir el rango de ZVS el otro puente.

En el supuesto que se ha detallado en este apartado, donde se supone que la tensión de entrada es menor que la tensión de salida, se desearía extender el rango de ZVS en el puente de salida. Como ya se ha detallado anteriormente, haciendo $M = v_o / (n v_i) > 1$, se puede adelantar la pérdida teórica del ZVS en el puente de entrada (véase Figura 4.3 y Figura 4.5). Por tanto, si las tensiones de entrada y salida son fijas, se deberá diseñar el transformador con un valor $n < N$, para que, al igual que en los anteriores supuestos, el valor de I_2 sea mayor y por tanto se extienda el rango de ZVS del puente de salida. Por supuesto, la gran desventaja de esta técnica es el manejo de mayores valores de corriente reactiva, que a altas potencias puede suponer una importante reducción del rendimiento.

4.2.1.4 Encendiendo y apagando el control de los interruptores.

Lógicamente, las pérdidas de conducción se reducen cuando la potencia manejada es menor, por lo que las pérdidas de conmutación adquieren mayor relevancia relativa en el rendimiento del DAB. Por este motivo, los controladores de convertidores conmutados incorporan de manera bastante extendida un modo de funcionamiento para bajas potencias que reduce las pérdidas de conmutación mediante el apagado del control de los interruptores. En este modo de funcionamiento los interruptores conmutan durante un periodo de tiempo y están deshabilitados en otro periodo en función de la demanda de la carga. Este modo de funcionamiento es conocido

por su nomenclatura inglesa, como *burst mode* (en literatura española se habla de modo hipo, aunque por su mayor difusión se usará el término anglosajón). Dependiendo de la demanda de la carga, este modo de funcionamiento puede trabajar desde un modo en el que sólo se salte pocos ciclos de control hasta el otro extremo en el que el convertidor se activa sólo en unos pocos ciclos.

El objetivo principal del modo *burst* suele ser reducir el número de conmutaciones de los interruptores para de esta manera reducir las pérdidas de conmutación. Sin embargo, en el caso que se detallará a continuación, se hará uso de este modo y de esta filosofía de funcionamiento para, además de reducir el número de conmutaciones, mantener la conmutación con ZVS y así reducir las pérdidas de conmutación y los problemas de ruidos derivados de la pérdida de la conmutación suave.

Como se ha comentado anteriormente, para mantener las conmutaciones suaves en el DAB, la energía almacenada en la inductancia de dispersión en el momento de la conmutación de los puentes debe ser suficiente para cargar y descargar los condensadores parásitos de los interruptores que componen los puentes completos. Para ello, tal como se ha comentado con anterioridad, la corriente por la inductancia de dispersión en el momento de la conmutación (I_2) debe cumplir (4.17). Cuando la energía demandada por la carga es tal que la corriente I_2 es menor que la necesaria para la conmutación suave, se puede no entregar energía a la carga, desactivando todos los interruptores de los puentes. De esta manera, la tensión en la carga irá disminuyendo y la corriente demandada por la carga aumentará para tratar de mantener la tensión de salida en el valor deseado. Si se mantienen desactivados los interruptores hasta el momento en que la corriente I_2 vuelva a cumplir con las condiciones de conmutación suave, se puede entregar de nuevo energía a la carga sin perder ZVS. En la Figura 4.15 se muestra un esquema explicativo de funcionamiento.

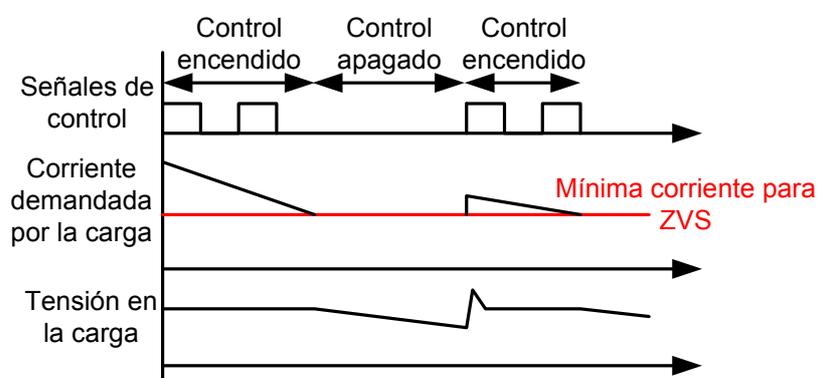


Figura 4.15. Diagrama explicativo del modo *burst*.

Como se puede observar en la Figura 4.15, en los momentos en los que la carga demanda una corriente menor a la necesaria para conseguir ZVS en el convertidor, se desactivarán los interruptores y se dejará de suministrar corriente a la misma, para no trabajar sin ZVS. Debido al apagado del convertidor, la tensión de la carga descenderá, ya que la corriente demandada por la carga, que no llegará del convertidor, se extraerá del condensador de salida. Este descenso de la tensión de la carga genera un rizado en la misma que en función de la aplicación podrá ser de un valor más o menos elevado. Por lo tanto, existen puntos de funcionamiento en los que la tensión de la carga descenderá por debajo de un límite, y por lo tanto, el convertidor deberá ser encendido, aunque la corriente demandada no sea suficiente para conseguir ZVS. En estos casos, si fuera necesario evitar la pérdida de ZVS, se puede activar el convertidor entregando una corriente mayor que la necesaria en la carga, y por lo tanto, incrementar el valor de la tensión en la misma, siempre y cuando no se superen los límites impuestos por la aplicación. Cabe recordar que el valor de I_2 se puede deducir a partir de d , siempre que la tensión de salida sea constante o su rizado sea despreciable.

Como se puede entender, existen diversas maneras de implementar el mencionado control, considerando distintas variables como la corriente o el desfase mínimos para ZVS o que la tensión se encuentre en unos límites de rizado. En función de las especificaciones del convertidor se deberá realizar un control más o menos complejo y decidir qué variables considerar para conseguir este funcionamiento. En la Figura 4.16 y en la ecuación (4.32) se muestra un esquema explicativo muy simplificado de funcionamiento del control del modo *burst*.

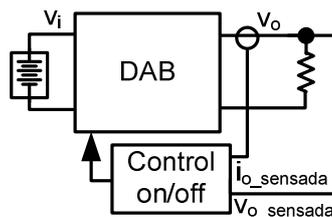


Figura 4.16. Esquema de ampliación de ZVS implementando en modo *burst*.

$$Control = \begin{cases} encendido, & i_o > i_{mínimaZVS} \text{ o } v_o < v_{o,mínima} \\ apagado, & i_o < i_{mínimaZVS} \end{cases} \quad (4.32)$$

4.2.1.5 Variando la frecuencia de conmutación.

Existen otras variables a seleccionar en el diseño del DAB, que posibilitarán mejorar el rendimiento global del mismo si se permite su variación de manera apropiada. Por ejemplo, en el

caso en el que sea posible cambiar la frecuencia de conmutación, se puede utilizar esta variable para mejorar el funcionamiento del convertidor en determinados puntos de operación.

La frecuencia de conmutación quedará fijada como compromiso entre las pérdidas de conmutación y el tamaño de los magnéticos, como es habitual. Sin embargo, si tanto la aplicación a desarrollar como el control empleado permiten modificar la misma, se podrá seleccionar una frecuencia determinada en función de las condiciones de operación, principalmente de carga. Para ejemplificar esta técnica de una manera más clara, se parte del primer diseño presentado en el Apartado 4.1.3, orientado a aumentar el rango de conmutación suave presentado. En ese diseño, se selecciona una $f_s=100\text{kHz}$, obteniendo $L_k=2.62\mu\text{H}$, $P_{ZVS}=224.4\text{W}$ y $I_{ef_salida}=3.37\text{A}$. Como se ha mencionado anteriormente, se consigue un buen margen de funcionamiento con ZVS (100% a 22,4% de P_{max}) a costa de aumentar la corriente eficaz a la máxima potencia y por lo tanto una reducción del rendimiento a potencia máxima y cercanas a la máxima.

Si se selecciona una frecuencia de conmutación inferior, se necesitaría una inductancia de dispersión mayor para manejar la máxima potencia usando el desfase máximo (3.9). Por supuesto, se podría usar una frecuencia inferior manteniendo la misma inductancia de dispersión y limitando el máximo valor de desfase para manejar la potencia máxima a un valor menor (el que aportará el máximo valor de potencia). Sin embargo, esto exigiría el uso de menores valores de desfase para manejar la misma potencia, por tanto mayor resolución en el desfase y por otro lado, disminuiría, aunque ligeramente, el rango de ZVS. Por lo tanto, si se mantiene el diseño generado para obtener ZVS en un amplio rango de potencias y se diseña el convertidor con una determinada inductancia de dispersión que proporciona la potencia máxima con el máximo desfase, se tendrá una pérdida de rendimiento a potencias altas, debido a la abundante corriente reactiva manejada, por el amplio desfase. Sin embargo, si la aplicación y el control permiten modificar la frecuencia, se puede disminuir la frecuencia para potencias elevadas, haciendo necesario el uso de desfases pequeños y por lo tanto menor valor de corriente reactiva.

Si en el caso del ejemplo anterior se mantiene la frecuencia de conmutación en 100kHz hasta la mitad de la potencia y para potencias mayores disminuimos la frecuencia a la mitad (50kHz), el desfase necesario para manejar potencias entre el 50% y el 100% de P_{max} también se reducirá aproximadamente en la mitad (la mitad si consideramos linealidad entre la potencia y el desfase, Figura 4.1). En la Figura 4.17 se muestran los valores de corriente media y eficaz de salida, en función de la potencia para el ejemplo comentado y frecuencias de conmutación de 50kHz y 100kHz. Como se puede observar, la corriente media no varía y evoluciona de una manera prácticamente lineal con la potencia. Sin embargo, la corriente eficaz a 50kHz es apreciablemente

menor que la que se obtendría a 100kHz para potencias cercanas al máximo, debido a que el desfase usado es mayor en el segundo caso. Este fenómeno puede aportar un importante incremento en el rendimiento a altas potencias sin disminuir el rango de ZVS.

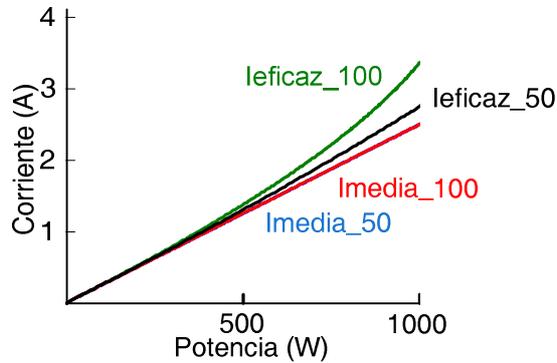


Figura 4.17. Corriente eficaz en función de la potencia manejada para distintas frecuencias de conmutación.

El esquema que representa esta técnica se muestra en la Figura 4.18 y en la ecuación (4.33), donde se ha seleccionado la potencia mitad para hacer el cambio a frecuencia mitad de una frecuencia de conmutación de diseño F_s , aunque ambos valores podrían ser distintos, en función de la aplicación. Es importante que el cambio de frecuencia se realice para un valor de potencia superior al que nos determina la pérdida de ZVS.

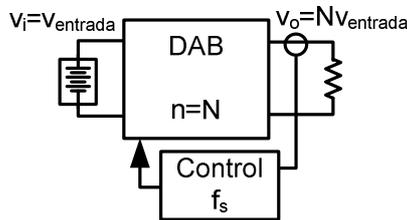


Figura 4.18. Esquema de mejora del rendimiento variando la frecuencia de conmutación.

$$f_s = \begin{cases} \frac{F_s}{2}, & P > 0,5 \cdot P_{max} \\ F_s, & P \leq 0,5 \cdot P_{max} \end{cases} \quad (4.33)$$

4.2.1.6 Variando el valor de la inductancia de dispersión (L_k).

Como se ha visto anteriormente, el valor de la inductancia de dispersión (L_k) es un parámetro que determina directamente el punto en el que se pierde la conmutación suave. Por otro lado, el valor de L_k determina también la potencia máxima manejada por el convertidor y el desfase necesario para manejar una potencia determinada (una vez fijadas las especificaciones de tensión de entrada y salida). El uso de valores bajos de L_k permitirá manejar mayores potencias y con valores menores de desfase, y por lo tanto, con un mejor rendimiento. Sin embargo, la pérdida de

ZVS se producirá para valores altos de potencia. Por el contrario, el uso de una L_k de un valor más elevado hará que la conmutación suave se mantenga para valores de potencia más bajos, pero el valor máximo de potencia que se podrá manejar será menor y con un desfase mayor, por lo que el rendimiento a altas potencias también decaerá. De hecho este razonamiento se ejemplifica con los diseños propuestos en el Apartado 4.1.4. Un mecanismo que consiguiera disponer de una pequeña inductancia de dispersión para potencias altas y una mayor inductancia de dispersión para bajas potencias, mejoraría el rendimiento a altas potencias y mantendría el rango de ZVS para bajas potencias.

Una posible solución para conseguir una inductancia variable en función de la potencia manejada, sería la utilización de dos inductancias de dispersión, una continuamente conectada y otra que se pudiera conectar en función de la potencia manejada. Esto permitiría disponer de dos valores distintos de L_k . Realmente se podrían conectar más para tener más valores distintos, aunque a costa de incrementar el volumen, peso, coste y complejidad del control de los mismos; por sencillez y sin falta de generalidad se analizará sólo el uso de dos inductancias. Existen distintas configuraciones entre las dos inductancias que permitirían cambiar el valor de la inductancia global de la manera deseada. Como se ve en la Figura 4.19 se podrían conectar en serie, paralelo o incluso integrándolas en el propio transformador como se presenta en [4.29].

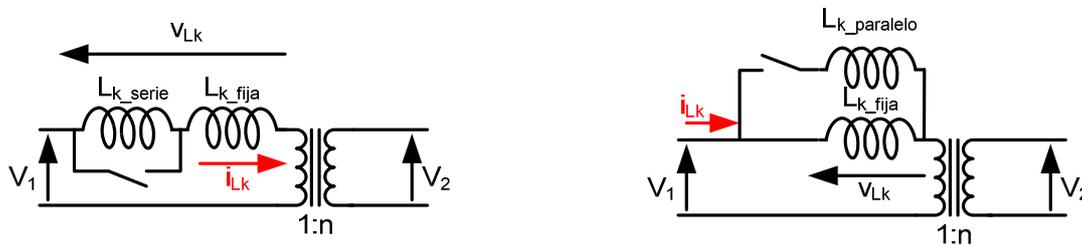


Figura 4.19. Distintas configuraciones para obtener distintos valores de inductancia de dispersión.

Como se ha mencionado anteriormente, para potencias menores es necesaria una mayor inductancia, y por tanto, la configuración en paralelo permite conectar ambas inductancias (reduciendo el valor de la inductancia de dispersión total) en el caso de potencias mayores, repartiéndose la corriente por ambas y pudiendo diseñar cada una de las inductancias para potencias menores que la máxima. En el caso de la configuración en serie, la misma corriente pasará por las dos inductancias, por lo que L_{k_fija} se deberá diseñar para el máximo de la potencia, mientras que L_{k_serie} , se podrá diseñar para el valor de potencia a partir del que será conectada.

Se puede observar fácilmente que para variar el valor de la inductancia de dispersión usando las configuraciones mostradas se deben conectar y desconectar inductancias, lo cual puede no ser

tarea fácil, ya que no es posible interrumpir bruscamente las corrientes por las mismas. Por lo tanto el control de los interruptores que nos permiten variar el valor de inductancia no es obvio y puede generar problemas que deben ser solventados. Existen otras posibles soluciones usando controles relativamente complejos, presentadas en [4.30] y [4.31], que nos permiten obtener una inductancia variable dentro de un cierto rango de valores. Una posible solución, que permite variar la inductancia de dispersión, evitando la conexión y desconexión de inductancias o la necesidad de controles complejos, es el uso de inductancias saturables, presentado con un objetivo similar en [4.32].

El uso de una inductancia saturable, permite obtener un valor de inductancia dependiente de la corriente que la atraviesa. Cabe recordar que los materiales magnéticos se saturan a partir de un cierto valor de densidad de flujo, perdiendo en estas condiciones sus propiedades magnéticas. La permeabilidad de un núcleo magnético saturado será igual que la del aire, y por lo tanto, el mismo pierde sus propiedades electromagnéticas. Al perder las propiedades magnéticas el valor de la inductancia cae bruscamente, convirtiéndose la inductancia prácticamente en un cortocircuito. En la Figura 4.20 se representa de manera muy esquemática este fenómeno de saturación.

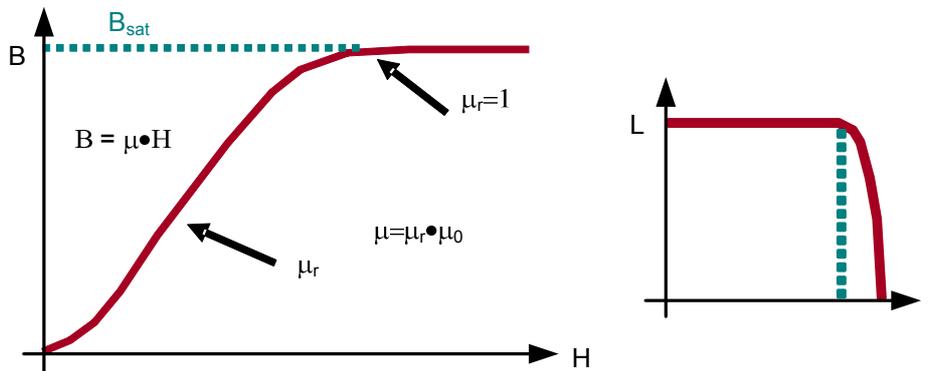


Figura 4.20. Diagrama explicativo sobre la saturación de un elemento magnético.

Para mantener controlada la inductancia de dispersión aun en el caso en el que se sature la inductancia saturable, la configuración más adecuada sería la sustitución de L_{k_serie} de la Figura 4.19 por una inductancia saturable, como se ve en la Figura 4.21, manteniendo la L_{k_fija} para poder determinar con exactitud el valor de la inductancia de dispersión total. Aunque la configuración es similar a la presentada en la Figura 4.19, en este caso existe la ventaja de no necesitar el uso de un interruptor para conectar y desconectar la inductancia adicional.

En la Figura 4.21 se muestra de manera muy esquemática la forma de la corriente por la inductancia de dispersión en el caso de usar una inductancia adicional saturable en serie. Como se puede observar, mientras la potencia demandada por la carga no hace que la corriente supere el

valor que saturaría la inductancia saturable, el valor de la inductancia de dispersión sería $L_k=L_{k_saturable}+L_{k_fija}$. Sin embargo, cuando la potencia es mayor y la corriente supera el valor de saturación, la inductancia de dispersión será $L_k=L_{k_fija}$. Por tanto la pendiente de la corriente en los momentos de desfase de las tensiones de entrada y salida del transformador (intervalo $[0, dT]$) será menor cuando la corriente es menor que la corriente de saturación y mayor en caso contrario. De esta manera se modifica la forma de la corriente y se consigue un mayor valor de corriente con un menor desfase. Seleccionando adecuadamente tanto el valor inductivo de la inductancia saturable como su corriente de saturación, se puede mejorar el rendimiento a altas potencias y aumentar el rango de ZVS, sin exigencias adicionales de un complejo control de interruptores.

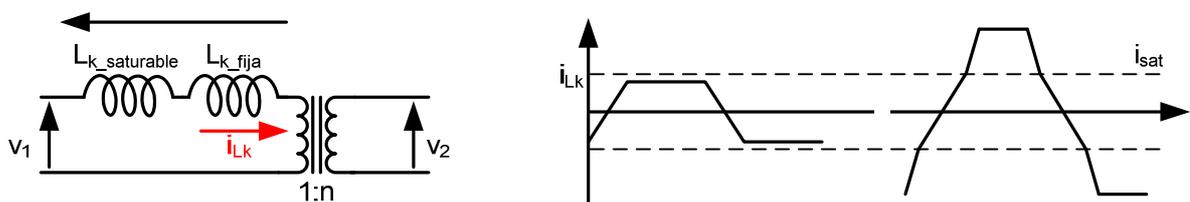


Figura 4.21. Configuración para obtener distintos valores de inductancia de dispersión usando una inductancia saturable. Diagrama explicativo con las formas de onda de la corriente por la inductancia de dispersión.

4.2.1.7 Resultados experimentales.

Para validar el funcionamiento de las técnicas presentadas, se utilizará un prototipo de DAB con las especificaciones presentadas en el apartado 4.1.4 y utilizando el *setup* experimental mostrado en el apartado 4.1.5.1. Se presentarán los resultados experimentales más representativos de cada una de las técnicas.

Es importante destacar que en muchos casos se presentarán resultados de rendimiento, sobre todo con el objetivo de poder comparar las distintas técnicas. No obstante, no se deberán considerar los rendimientos presentados como valores optimizados, sino como meros valores comparativos entre las distintas técnicas, ya que no se debe olvidar el carácter inicial y versátil del prototipo realizado, por lo que es lógico pensar que ciertos componentes podrían ser optimizados para conseguir rendimientos más elevados si se tratará de un convertidor con unas especificaciones definidas y fijas.

A continuación, se mostrarán experimentalmente una comparativa entre las distintas técnicas. Es importante tener en cuenta que en mucho casos el uso de una técnica u otra puede no venir determinado por la mejora de rendimiento o por la mejora del rango de ZVS sino por las especificaciones propias de la aplicación, que permita el uso de una u otra técnica. No obstante,

se trataran de mostrar algunos resultados comparativos, aunque no siempre la comparativa sea del todo justa, ya que siempre habrá más ventajas e inconvenientes que los expuestos, que dependerán de las especificaciones de la aplicación. Por tanto, se sugiere valorar los resultados expuestos como una mera prueba del concepto expuesto para conseguir el objetivo de mejora del DAB.

4.2.1.7.1 Regulando la tensión de entrada y/o salida

En primer lugar, en la Figura 4.22 se muestra una comparativa de los rendimientos de un mismo DAB en el que se ha modificado ligeramente las tensiones de entrada y/o de salida para potencias bajas y conseguir de esta manera un pequeño incremento en el rango de ZVS. Como se ha mencionado anteriormente, para las especificaciones del prototipo, si se desea incrementar el valor de I_2 , y por lo tanto el rango de ZVS, se deberá o bien aumentar la tensión de salida o bien reducir la tensión de entrada. En los casos concretos mostrados en la gráfica, por un lado se ha reducido la tensión de entrada un poco menos de un 10%, mientras que por otro lado se ha aumentado la tensión de salida en aproximadamente un 5%.

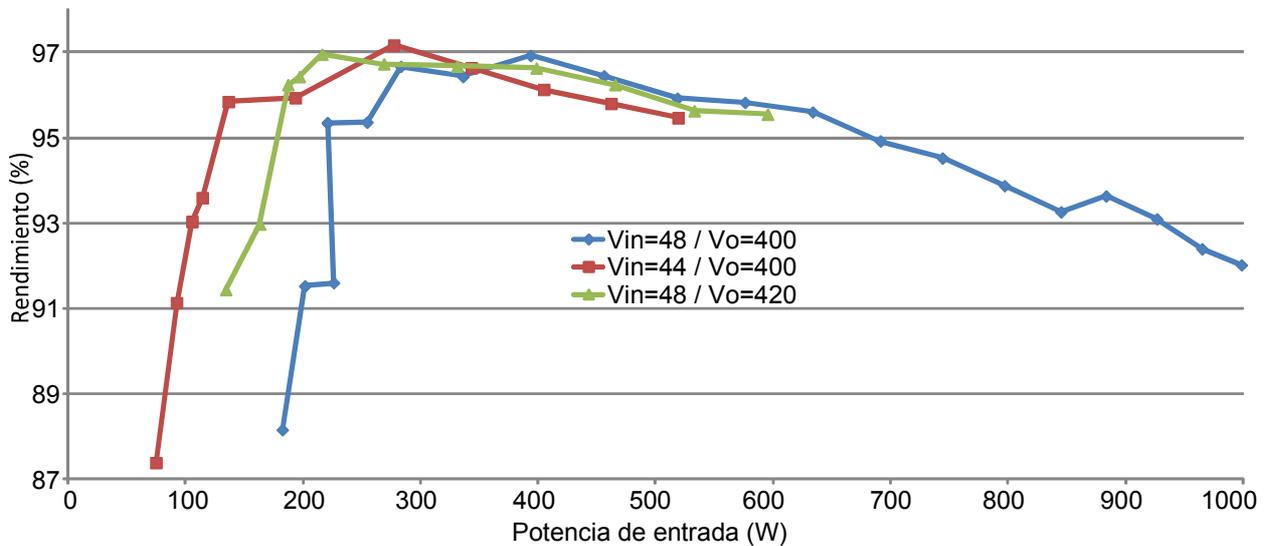


Figura 4.22. Comparativa de rendimientos cuando se varía la tensión de entrada y/o la tensión de entrada para favorecer el aumento del rango de ZVS para bajas potencias.

Como se puede comprobar, la mejora en el rango de ZVS es pequeña, aunque puede llegar a ser importante según la aplicación. Por supuesto, cuanto mayor sea el margen de la variación de la tensión de salida o de entrada, mayor sería la ampliación del rango de ZVS. Se puede observar como en el caso de la variación de la tensión de entrada ($\approx 10\%$), donde el cambio es relativamente mayor que en el caso de la variación de la tensión de salida ($\approx 5\%$), la ampliación

del rango de ZVS es mayor. Se puede comprobar que a potencias elevadas los rendimientos caen debido al aumento de la corriente eficaz. Una solución para estos casos se puede basar en que el control se encargue de mantener las tensiones nominales de operación a plena carga. Estos resultados de rendimiento no se muestran, ya que serían los mismos que los mostrados en la curva azul.

4.2.1.7.2 Resultados enciendo y apagando los interruptores

Con la técnica presentada anteriormente se consigue aumentar el rango de ZVS. Sin embargo, como en cualquier diseño real al disminuir la potencia, llega un momento en el que el rendimiento cae considerablemente, debido principalmente a la pérdida de ZVS. A continuación, en la Figura 4.23 se muestra una comparativa de rendimiento similar en la que se ejecuta la técnica de encender y apagar el convertidor (denominado modo *burst*) cuando la potencia manejada es baja y no se tendría ZVS. Como se observa, se consigue una importante mejora del rendimiento en relación a un diseño sin implementar esta técnica.

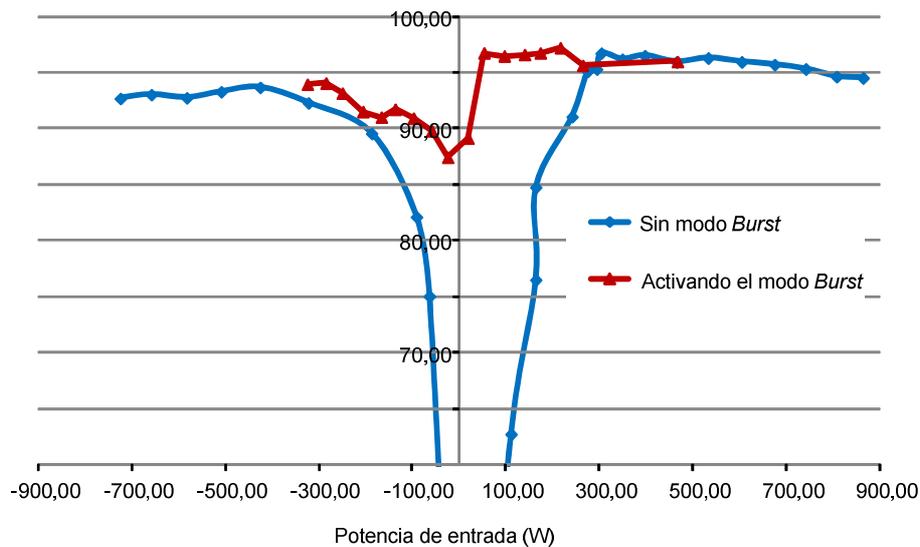


Figura 4.23. Mejora del rango de ZVS y del rendimiento a baja potencias activando el modo *burst* para potencias menores de 300W.

En el caso mostrado en la Figura 4.23, el rizado en la tensión de salida obtenido cuando funciona el modo *burst* no supera los 20V, que es menos del 5% de la tensión de salida. Se puede observar como el rendimiento aunque cae ligeramente se mantiene en unos niveles aceptables incluso para potencias muy bajas. En la Figura 4.24 se muestran las formas de onda más relevantes cuando el DAB está funcionando en modo *burst* para distintas potencias. Se puede

observar como la frecuencia de encendido y apagado de los interruptores varía en función de la potencia demandada por la carga.

Como se ha descrito con anterioridad, los interruptores se apagan cuando la corriente de salida demandada por la carga es menor que la necesaria para operar con ZVS ($i_o < i_{\text{mínimaZVS}}$). Los interruptores se encenderán (con un desfase que determina una corriente mayor que $i_{\text{mínimaZVS}}$) cuando la tensión de salida cae por debajo de un cierto valor ($v_o < v_{\text{mínima}}$). La descarga del condensador de salida en los momentos en los que el convertidor se encuentra apagado dependerá de la corriente demandada por la carga, ya que ésta será suministrada por el mencionado condensador. En los momentos en los que se encienden los interruptores, debido a que se usa un desfase mayor que el que entregaría la corriente demandada por la carga, la tensión del condensador de salida subirá y el lazo de realimentación de la tensión de salida reducirá gradualmente el valor del desfase hasta que se encuentre por debajo del límite que determina la pérdida de ZVS y el control apagará de nuevo los interruptores. Este proceso de carga y descarga del condensador de salida, que depende de la corriente demandada por la carga, determina la frecuencia de encendido y apagado de los interruptores.

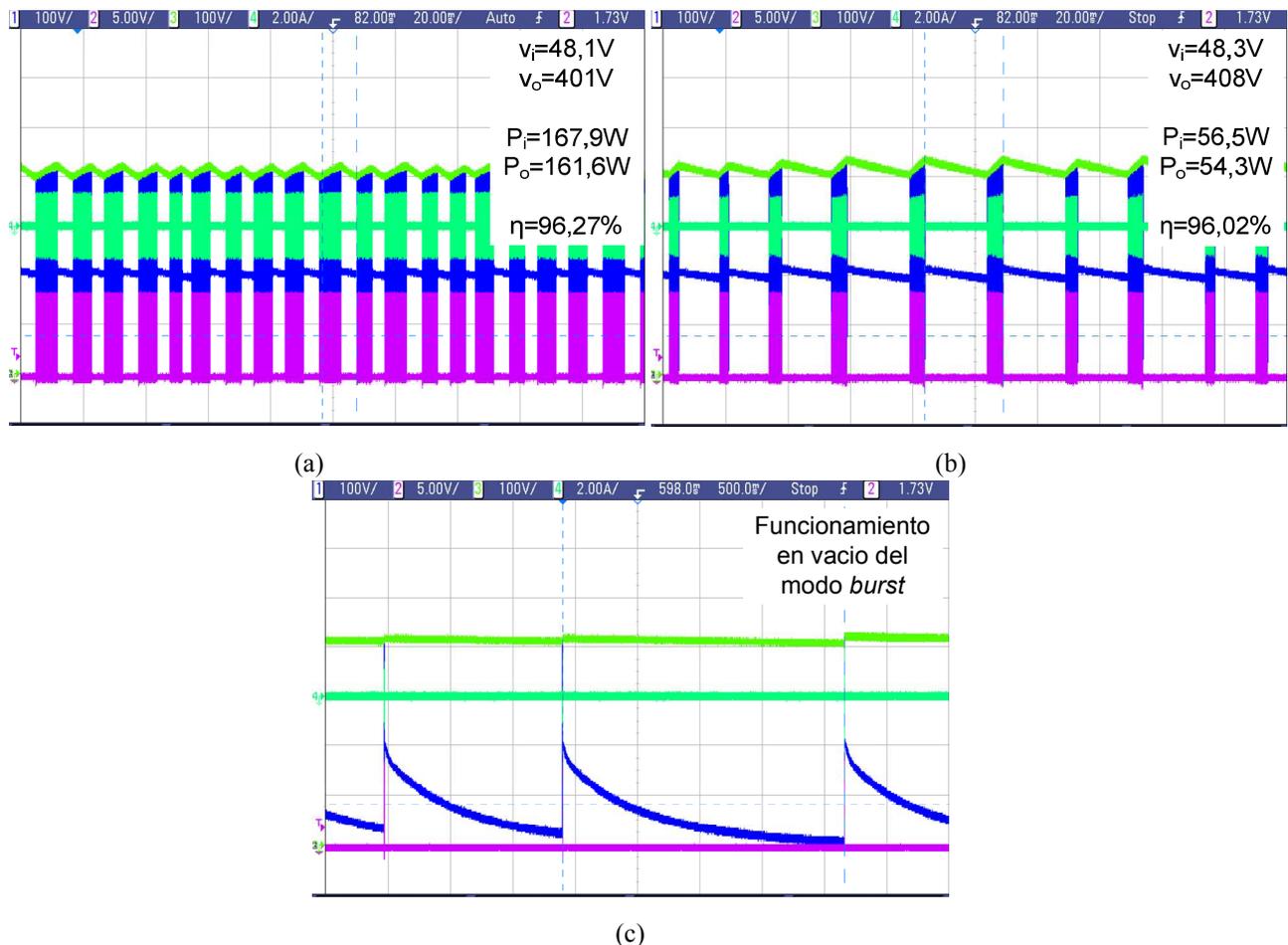


Figura 4.24. Formas de onda para la operación en modo *burst* a distintas potencias de entrada, (a) 167W, (b) 56,5W y

(c) en vacío.

Aprovechando el correcto funcionamiento obtenido al activar el modo *burst* para potencias bajas (incluso en vacío, como se muestra en la Figura 4.24(c)), se ha realizado una medida del rendimiento del convertidor para todo el rango de potencias de funcionamiento (Figura 4.23), pasando de transferir la potencia máxima desde la fuente de baja tensión hacia la de alta, hasta transferirla desde la fuente de alta hacia la de baja tensión, verificando así el funcionamiento bidireccional del convertidor y que el cambio del sentido del flujo de potencia se obtiene en el DAB de manera totalmente automática.

4.2.1.7.3 Resultados variando la frecuencia de conmutación

Una vez que se han presentado ciertas técnicas para mejorar las prestaciones del DAB para bajas potencias, se van a presentar los resultados experimentales obtenidos reduciendo la frecuencia de conmutación para potencias elevadas. Es importante destacar que el diseño del convertidor DAB se ha realizado para una frecuencia de conmutación de 100kHz. Sin embargo, para potencias elevadas se necesitan desfases grandes y por tanto las mayores corrientes eficaces hacen disminuir el rendimiento. Si a potencias elevadas se reduce la frecuencia, se reducirán también los desfases necesarios para obtener las mismas potencias (ya que la inductancia de dispersión no se modifica). Gracias a esta reducción de la frecuencia de conmutación se consigue reducir las corrientes eficaces y así propiciar un importante aumento del rendimiento como se puede observar en la Figura 4.25. Para bajas potencias, se podría mantener la frecuencia menor, pero esto haría necesario desfases muy pequeños que podrían llegar a dificultar el control del convertidor debido a la necesidad de una resolución más elevada en el modulador PWM. Por lo tanto, el diseño de la inductancia de dispersión para una frecuencia de 100kHz, proporciona un valor de inductancia menor y para potencias elevadas (que pueden detectarse conociendo el desfase sin necesidad de medir ninguna variable eléctrica del convertidor) es posible utilizar, por ejemplo, la mitad de la frecuencia, obteniendo una mejora del rendimiento considerable (más del 3% para potencia máxima en el ejemplo mostrado en la Figura 4.25).

Un efecto similar al conseguido con la variación de la frecuencia de conmutación se podría también obtener variando el valor de la inductancia de dispersión. El uso del control digital hace que sea más sencillo variar la frecuencia de conmutación que la conexión de una nueva inductancia de dispersión para determinadas potencias o el uso de una inductancia saturable o de valor inductivo variable.

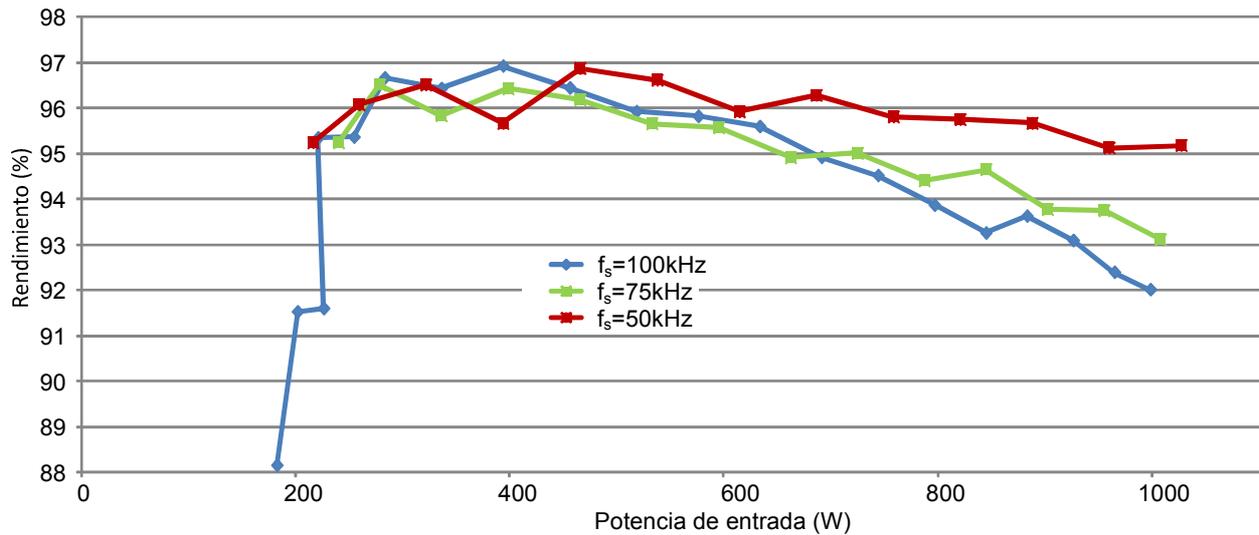


Figura 4.25. Comparativa de rendimientos reduciendo solo la frecuencia de conmutación para reducir los desfases necesarios para altas potencias.

4.2.2 TÉCNICAS MEDIANTE LA MODULARIZACIÓN DE DABS

En el apartado anterior se han presentado técnicas para la mejora del rendimiento y del rango de funcionamiento con conmutaciones suaves en un DAB, siempre considerando que sólo se tiene un convertidor. Sin embargo, en ocasiones, cuando por ejemplo la potencia o las tensiones a manejar por el convertidor son muy elevadas es muy extendida la modularización de convertidores, entendida como usar convertidores en paralelo o serie procesando potencia [4.32].

Por ejemplo, si se considera una aplicación en la que una de las dos tensiones tenga valores elevados, del orden de 600V-1000V, se necesitarían interruptores capaces de soportar más de 600V. La necesidad de interruptores que soporten tensiones tan altas, puede exigir el uso de una tecnología u otra pudiendo limitar la frecuencia de conmutación. El uso de n módulos de DAB conectados en serie podría permitir el uso de interruptores que tuvieran que soportar una tensión n veces menor que la total, posiblemente permitiendo la utilización de mejores dispositivos, eso sí, a costa de usar un mayor número de ellos y añadir mecanismos para equilibrar las tensiones en los módulos [4.33]-[4.36].

Otro ejemplo en el que la modularización puede facilitar el diseño y construcción de un convertidor es la necesidad del manejo de una corriente elevada. En este caso, son los elementos magnéticos necesarios los que pueden limitar en mayor medida el diseño. El diseño e implementación de un elemento magnético que deba manejar una corriente muy elevada suele ser mucho más costosa que la construcción de varios que deban manejar menos corriente. Incluso debido a necesidades de refrigeración o núcleos magnéticos no demasiado comunes, el volumen

total y el coste puede ser menor utilizando varios núcleos más pequeños y que se puedan encontrar con facilidad en el mercado.

A continuación, se presentarán varias técnicas de diseño del convertidor considerando el uso de varios DABs conectados de la manera adecuada para mejorar tanto el rendimiento global como el rango de ZVS. Al igual que en el apartado anterior, se partirá de la misma especificación, muy habitual, en la que se tratará de proporcionar una tensión elevada a partir de un valor de tensión relativamente más bajo, como se muestra gráficamente en la Figura 4.11.

4.2.2.1 Conexión de DABs en paralelo con diseños iguales

La conexión de varios módulos de DAB en paralelo es muy sencilla y requiere muy pocas exigencias al control, ya que el comportamiento del convertidor es muy similar al de una fuente de corriente, tal como se ha mostrado en el Capítulo 3. Su conexión en paralelo permitirá manejar potencias elevadas utilizando componentes de menor potencia, que no estén limitados en su accesibilidad en el mercado debido a que son fabricados para el manejo de altas potencias, gracias al reparto de corrientes entre los distintos módulos de DABs conectados en paralelo.

En una conexión de este estilo, como se puede observar en la Figura 4.26, las tensiones de entrada y salida de cada DAB son las mismas para todos los módulos y se corresponden con las tensiones de entrada y salida globales. Sin embargo, como es propio de una conexión en paralelo, la corriente de entrada y salida global será la suma de las corrientes de entrada y salida de cada uno de los módulos.

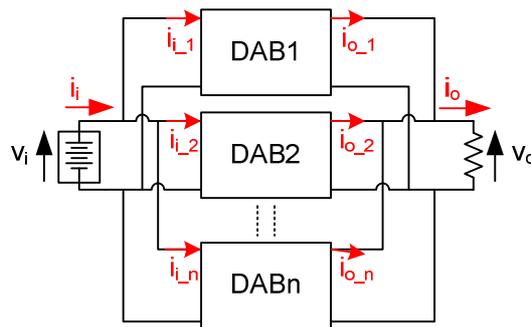


Figura 4.26. Conexión de n módulos de DAB en paralelo.

$$v_i = v_{i_1} = v_{i_2} = v_{i_n}. \quad (4.34)$$

$$v_o = v_{o_1} = v_{o_2} = v_{o_n}.$$

$$i_i = i_{i_1} + i_{i_2} + \dots + i_{i_n}.$$

$$i_o = i_{o_1} + i_{o_2} + \dots + i_{o_n}.$$

En un primer acercamiento a la estructura en paralelo con una concepción muy sencilla, se puede considerar que todos los módulos de DAB son iguales y se controlan de la misma manera. Es decir, sólo habrá un control, que determinará el desfase necesario para seguir la referencia que se haya determinado, y este desfase se aplicará a todos los DABs, comportándose todos de la misma manera, con pequeñas diferencias por las inevitables tolerancias de los componentes. Siguiendo este procedimiento las corrientes de entrada y salida de todos los módulos serán iguales y n veces menores que las corrientes demandadas por la carga. Esto permitirá utilizar componentes que deban soportar una corriente n veces menor que la total, y sobre todo la consiguiente simplificación en el diseño y construcción de los elementos magnéticos.

Si de nuevo se usa como ejemplo las especificaciones mostradas en el Apartado 4.1.3, se puede observar ventajas claras de la presentada modularización en paralelo. Como se ha indicado, la tensión de entrada vendría dada por una batería de 48V y se deberá suministrar una potencia máxima de 1kW. Para estas especificaciones la corriente máxima de entrada puede superar los 30A mientras que la corriente media supera los 20A. No es demasiado difícil encontrar buenos interruptores que soporten las mencionadas corrientes, tampoco es difícil construir una placa de circuito impreso con una deposición de cobre en las pistas que definen el circuito suficiente para que la resistencia de las pistas no suponga demasiadas pérdidas (y caídas de tensión) al circular las mencionadas corrientes. Por último, tampoco se considera complicada la construcción de un transformador en un núcleo magnético de un tamaño que se puede conseguir comercialmente de manera sencilla. Sin embargo, si se consideran las mismas especificaciones que en el caso anterior, exceptuando solamente la necesidad de manejar el doble de potencia, que será una potencia de 2kW, un valor no demasiado alto, se podría comenzar a tener problemas con la deposición de cobre de las pistas de la placa de circuito impreso, ya que por ellas circulan corrientes mayores de 40A, y sobre todo en la construcción del transformador. No es sencillo encontrar en el mercado los núcleos magnéticos necesarios y tampoco es sencillo el diseño y construcción de los devanados. Para potencias mayores, las dificultades, se incrementarían. La propuesta de modularización en paralelo permite ir incrementando la potencia manejada por el convertidor global con la simple incorporación de módulos de DAB adicionales, sin complicaciones adicionales de control debido a la naturaleza del DAB, aunque por supuesto con la penalización de la necesidad de un mayor número de elementos.

Además de las mencionadas ventajas relativas a cualquier tipo de modularización, ésta técnica también puede proporcionar una ampliación del rango de trabajo de ZVS del convertidor. Supóngase que se desea realizar un convertidor como el del ejemplo anterior, mediante un sólo

convertidor y mediante la modularización de dos convertidores. En el caso de dos convertidores, cada uno de los dos módulos por ejemplo pueden ser diseñados para perder ZVS para $P_{ZVS} = 1/4P_{max}$ y por lo tanto, utilizando el mismo control para ambos, se perderá ZVS en el convertidor global también para $P_{ZVS} = 1/4P_{max}$. En el caso de usar un solo DAB que maneje por sí mismo el doble de potencia, se necesitará una inductancia menor, de aproximadamente un valor mitad. Por lo tanto, sólo considerando este cambio, el nuevo convertidor perdería ZVS para una corriente que sería $\sqrt{2}$ la del convertidor de la mitad de potencia (4.35). Parece, que el rango de ZVS se ha ampliado, ya que se maneja el doble de la potencia máxima y se pierde ZVS no para $2P_{ZVS}$, sino para $\sqrt{2}P_{ZVS}$. Sin embargo, no se ha tenido en cuenta que los condensadores parásitos de los interruptores necesarios para manejar el doble de potencia también habrán aumentado su valor, por lo que dependiendo de este nuevo valor la potencia a la que se pierde ZVS podrá variar. Como se muestra en la ecuación (4.35), para $P_{max}=2P$ el valor de la inductancia es aproximable a la mitad, pero el valor de los condensadores parásitos depende de los nuevos interruptores a utilizar y no se puede conocer con facilidad (se considera que serán x veces mayores que los usados para el diseño anterior). Por lo tanto se concluye que si x es mayor que 2, el rango de ZVS se habría reducido usando un único módulo de DAB siendo la potencia a la que se pierde ZVS mayor que un cuarto de la potencia máxima.

$$\frac{1}{2}L_k i_{L_k}^2 > 4\frac{1}{2}C_{eq}V^2 \begin{cases} i_{L_k} = \sqrt{\frac{4C_{eq}PV^2}{L_k}}, & P_{max} = P \\ i_{L_k} = \sqrt{\frac{4C_{eq}2PV^2}{\frac{L_k}{2}}} = \sqrt{\frac{4(x \cdot C_{eq}P)V^2}{\frac{L_k}{2}}}, & P_{max} = 2P \end{cases} \quad (4.35)$$

El diseño y control de todos los módulos de DAB a conectar en paralelo de una manera idéntica permite incrementar la potencia total manejada de una manera muy sencilla, así como ampliar muy probablemente el rango de funcionamiento con ZVS. Sin embargo, si admitimos la necesidad de utilizar varios módulos de DAB para cumplir con las especificaciones de una aplicación, el diseño y control de manera específica e independiente de cada uno de los módulos de DAB que compondrán el convertidor global, puede proporcionar ventajas adicionales que se comentaran en los siguientes apartados.

4.2.2.2 Conexión de DABs en paralelo con diseños distintos.

En el apartado anterior se han presentado las ventajas de usar una modularización en paralelo de varios módulos de DAB diseñados y controlados de la misma manera. Sin embargo, siguen

existiendo las mismas limitaciones de diseño expuestas en apartados anteriores. Es decir, si se diseña para ampliar al máximo el rango de ZVS, el rendimiento a potencias altas decaerá debido a la necesidad de un desfase grande. Por otro lado, si se diseña con una inductancia menor para tener potencias altas con desfases pequeños, el margen en el que se mantiene ZVS será menor. Estas dos distintas estrategias de diseño, detalladas con anterioridad, poseen ventajas e inconvenientes que siguen vigentes en el caso de usar varios módulos de DAB iguales conectados en paralelo.

Las técnicas presentadas para la mejora del rendimiento y del rango de ZVS en el caso del uso de un único módulo de DAB siguen siendo válidas cuando se conectan varios en paralelo. Sin embargo, la propia utilización de varios módulos permite implementar técnicas distintas que pueden mejorar el rendimiento global del convertidor, diseñando y/o controlando de manera diferente cada uno de los módulos.

En primer lugar, considérese el paralelizado de dos módulos de DAB diseñados de igual manera, ambos para maximizar el rango de funcionamiento con ZVS, perdiendo por tanto las condiciones de conmutación suave, por ejemplo, a un cuarto de su potencia máxima ($P_{ZVS_2} = P_{ZVS_1} = 1/4P_{\max_1} = 1/4P_{\max_2}$). Si se usara el mismo control para ambos, la entrega de corriente de los dos sería la misma perdiendo por tanto el convertidor global el rango de ZVS para un cuarto de la potencia máxima ($P_{ZVS} = 1/4P_{\max}$). Sin embargo, si los dos convertidores se controlan de manera independiente, se puede aumentar el rango de potencias para el cual el convertidor global funciona con conmutaciones suaves. Es posible, como se muestra en la Figura 4.27, proporcionar todo el rango de potencias a la carga haciendo que sólo uno de los dos módulos de DAB que componen el convertidor completo trabaje en el rango de potencias sin ZVS. Para potencias bajas, sólo un convertidor estaría activado y para potencias superiores a la máxima que puede proporcionar un solo módulo se activarían los dos módulos. Además el módulo que se activa para suministrar mayores potencias se puede activar siempre dando una potencia suficiente para mantener ZVS, sencillamente reduciendo la potencia que proporciona el otro módulo. En la Figura 4.27, se puede observar un ejemplo de perfiles de potencia que ejemplifican esta propuesta, primero controlando de la misma manera los dos módulos repartiéndose la potencia y después controlándolos de manera independiente. Se observa claramente como para el primer caso la potencia a la que el convertidor global pierde ZVS es, $P_{ZVS} = 1/4P_{\max}$, mientras que en el caso de controles independientes es $P_{ZVS} = 1/8P_{\max}$.

Como se ha explicado, conceptualmente es sencillo ampliar el rango de ZVS utilizando la modularización y concretamente controlando de manera independiente cada uno de los módulos

de DAB que componen el convertidor global (cuantos más módulos, más ventajoso, aunque mayor número de componentes y mayor dificultad en el diseño). Por otro lado, si además de controlar de manera específica e independiente cada uno de los módulos, éstos se diseñan siguiendo distintas estrategias, es posible obtener ventajas adicionales, como mejoras del rendimiento a determinados valores de potencia significativos para la aplicación, por ejemplo, cercanas a la máxima.

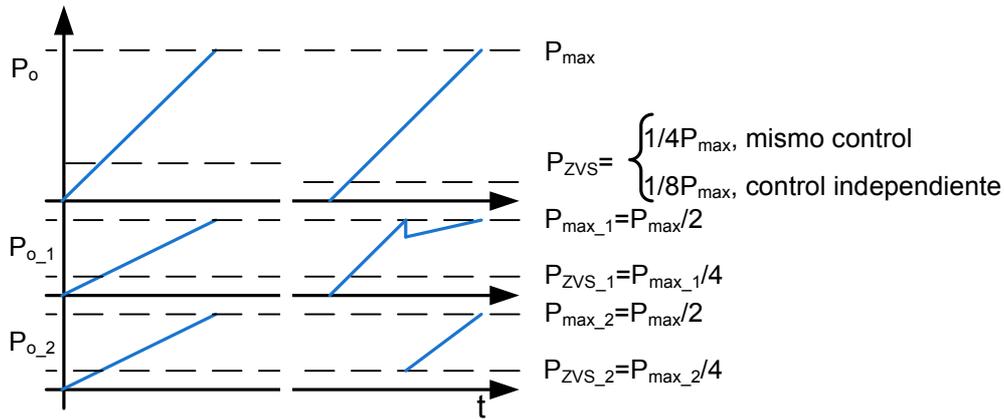


Figura 4.27. Perfiles de potencia, usando el mismo control para dos DABs y usando controles distintos.

Para ejemplificar la mejora que supondría el uso de varios DABs diseñados siguiendo estrategias distintas, se supone la modularización de dos DABs, uno diseñado para maximizar el rango de ZVS (por ejemplo $P_{ZVS_1} = 1/4P_{max_1}$), al que se llamará DAB1, y otro diseñado para obtener el máximo rendimiento a altas potencias, perdiendo ZVS por ejemplo a la mitad de la potencia máxima ($P_{ZVS_2} = 1/2P_{max_2}$), al que se llamará DAB2. Al igual que en el caso anterior, utilizando un sólo convertidor para las potencias totales bajas, se puede perder ZVS para $1/4P_{max_1}$. Suponiendo que $P_{max_1} = P_{max_2}$, y por tanto $P_{max} = 2P_{max_1}$, la pérdida de ZVS del convertidor se produciría para un octavo de la potencia máxima ($P_{ZVS} = 1/8P_{max}$). Por lo tanto, como se ha mencionado, se consigue que para bajas potencias se mantengan las ventajas del convertidor diseñado para aumentar el rango de ZVS (DAB1), sin importar que el otro convertidor (DAB2) se diseñe con un objetivo distinto, ya que este no estaría funcionando.

Por otro lado, para altos niveles de potencia, se activarían los dos convertidores, y es en estos momentos en los que se puede obtener ventajas del distinto diseño realizado de los dos convertidores. Como DAB2 se ha diseñado para tener mejores rendimientos a altas potencias, se consigue mejorar el rendimiento global en los momentos en los que éste se encuentre funcionando, que serán para niveles altos de potencia, sin penalizar el funcionamiento a bajas potencias. En la Figura 4.28 se pone como ejemplo un pequeño diagrama de funcionamiento, donde se puede ver que DAB2 puede no funcionar nunca para las potencias en las que no tiene

ZVS si el control así lo define. Incluso, como se muestra en la parte derecha de la Figura 4.28, con controles relativamente más complejos se puede incrementar el rendimiento global, aprovechando en mayor medida las mejoras de rendimiento a altas potencias que proporciona DAB2, manteniéndolo encendido el mayor tiempo posible, siempre y cuando mantenga la conmutación suave. Aunque en la Figura 4.28 se muestran dos posibles controles, podrían existir más maneras de controlar ambos módulos (por ejemplo, con DAB2 concebido sólo para proporcionar la máxima potencia posible), mejorando el rendimiento global, en función de los rendimientos de cada módulo y del perfil de potencia global. Cabe recordar que el esfuerzo de control en estos casos es mayor.

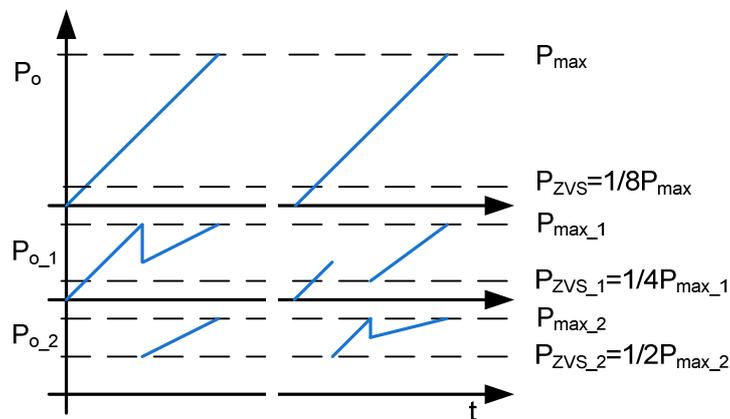


Figura 4.28. Perfiles de potencia usando distintos controles para dos DABs diseñados con distintas estrategias.

Cabe pensar que diseñando los dos módulos para obtener el máximo rendimiento (ambos como DAB2) se podrían obtener mejoras globales de rendimiento, aunque en ese caso la pérdida de ZVS global en el ejemplo propuesto se produciría inevitablemente a $1/4P_{max}$. Por supuesto, el diseño y el control óptimo de cada módulo, sólo se podrá determinar en función de una aplicación concreta.

4.2.2.3 Diseño para determinados perfiles de potencia.

Como se ha comentado en el apartado anterior, existen muchas posibilidades de diseño y de control de cada uno de los módulos de DAB que compondrán el convertidor global en función de la aplicación y de las especificaciones que deba cumplir. Obviamente, al aumentar el número de módulos que compongan el convertidor, los grados de libertad, tanto de diseño como de control, también aumentarán, permitiendo mejoras en el rendimiento, aunque a costa de un mayor número de componentes y más complejidad en el control. Ante la imposibilidad de proporcionar una técnica óptima de diseño por la enorme variabilidad de las especificaciones de las aplicaciones,

en este apartado se presentarán ciertos ejemplos de aplicaciones habituales y posibles diseños que proporcionarían buenos resultados.

Una de las especificaciones más importantes que puede determinar el diseño óptimo del control de un convertidor compuesto por n módulos de DAB, será la potencia a manejar por el convertidor. No sólo sus valores máximos y la mínimos, sino que puede llegar a ser muy importante el perfil de la potencia demandada por la carga. Es muy habitual el uso de DABs para controlar cargas formadas por un variador y un motor, que necesitarán una potencia mayor en el arranque que durante el funcionamiento estacionario del mismo. Por lo tanto, la potencia máxima puede ser mucho mayor que la potencia nominal a la que se deba trabajar durante la mayor parte del tiempo. Supóngase un perfil de potencia como el presentado en la Figura 4.29, que representaría el funcionamiento comentado, un arranque con una potencia máxima mayor que la potencia de operación más habitual.

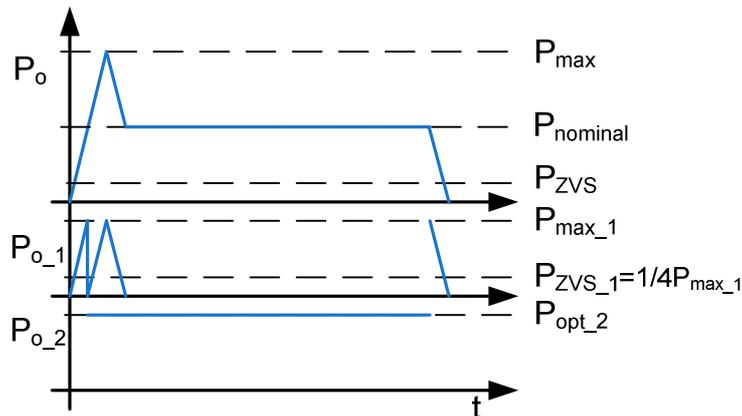


Figura 4.29. Perfil de potencia particular con picos máximos distintos a las potencias nominales.

En el ejemplo mostrado en la Figura 4.29 se propone a modo de ejemplo un posible control, aunque podrían existir otros muy distintos, incluso realizando el diseño sólo con un DAB, que en este caso no estaría optimizado para la potencia máxima, sino para la $P_{nominal}$. Sin embargo, como se ha comentado anteriormente, el diseño para que un solo DAB maneje el pico de la potencia se debe hacer suponiendo que la potencia a manejar es la potencia máxima, aunque sea durante poco tiempo, con las consiguientes desventajas y dificultades. Además sería complicado conseguir manejar la potencia máxima y a la vez optimizar el rendimiento para la $P_{nominal}$.

En la Figura 4.29 se ha querido presentar un ejemplo de control específico, en el que un convertidor sólo trabaja a una determinada potencia, haciendo que su diseño y control sean muy sencillos. De esta manera, se puede diseñar un módulo de DAB para que tenga un rendimiento optimizado a una determinada potencia, que sea la potencia nominal de trabajo del convertidor

global, obteniendo un nivel de rendimiento muy elevado durante la mayoría del tiempo de funcionamiento. En los momentos en los que la carga se está arrancando o parando, otro DAB (diseñado de la manera apropiada para cada aplicación) sería el encargado de proporcionar las variaciones de la potencia. De esta manera, se pueden diseñar de una manera muy distinta los dos módulos, en un caso interesa que el rendimiento sea elevado en el mayor rango de potencias, es decir perdiendo ZVS para la menor potencia posible. Mientras que en el otro convertidor se tratará de optimizar el rendimiento para una potencia, independientemente del rendimiento en el resto de potencias, ya que este segundo módulo de DAB sólo deberá funcionar a esa determinada potencia para la que se ha optimizado su rendimiento.

Por lo general, el tiempo en el que la carga demanda potencia constante, que se ha denominado P_{nominal} , es mucho mayor que el tiempo en el que ésta se encuentra parando o arrancando, es decir en las transiciones. En ese largo tiempo sólo se encontraría activo un módulo de DAB, con un rendimiento muy elevado dando al sistema global un rendimiento muy alto. Además el control de este tipo de funcionamiento conceptualmente es muy sencillo, ya que sólo se deben controlar dos módulos en las transiciones. Una ventaja adicional es la escalabilidad que proporciona el diseño y control de un módulo DAB para una potencia muy determinada, permitiendo conectar más módulos en paralelo en el caso en el que la potencia nominal demandada sea más elevada. Se podrían ir conectando y desconectando módulos de una potencia determinada, incluso en lazo abierto y tener un único módulo regulado de una manera más precisa para cerrar los lazos de control y proporcionar con precisión la potencia demandada por la carga.

La escalabilidad de esta solución se presentará a partir del siguiente perfil de potencia de ejemplo (Figura 4.30). En este caso, se supone un ejemplo similar al presentado en la Figura 4.29, pero con una P_{nominal} más elevada, que justifique el uso de tres módulos de DAB. También se supondrá que la carga, por ejemplo un motor, además de necesitar distintas potencias en el arranque y en la parada pueda funcionar a dos velocidades, es decir demandando dos potencias distintas. El ejemplo se muestra en la Figura 4.30, donde se ilustra que es posible proporcionar a la carga distintas potencias manteniendo el rendimiento en valores altos de una manera conceptualmente sencilla, utilizando la filosofía de encender y apagar DABs que proporcionen una potencia fija con un rendimiento elevado.

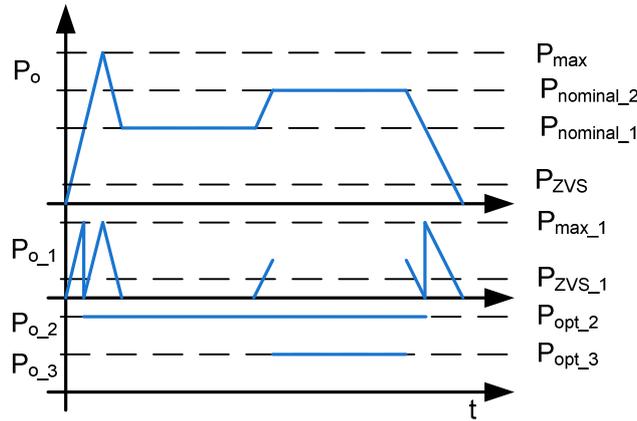


Figura 4.30. Perfil de potencia particular con picos máximos distintos a las potencias nominales y con dos potencias nominales.

Viendo el ejemplo, cabe la posibilidad de que la P_{nominal_2} pudiera ser proporcionada por el módulo 1 de DAB. No obstante, la inclusión de un nuevo módulo de DAB diseñado específicamente para proporcionar esa potencia (P_{opt_3}) podría elevar el rendimiento considerablemente. El precio a pagar por este incremento del rendimiento, es la necesidad de un mayor número de componentes y mayor complejidad en el control, por lo que el objetivo primario de la aplicación determinará si el diseño se debe realizar de una manera u otra. Por otro lado, en el caso de diseñar un nuevo módulo, que proporcione una P_{opt_3} menor que la potencia manejada por el resto, se permite que éste se realice siguiendo un diseño más sencillo, quizás con semiconductores de menores valores máximos de corriente y sobre todo con elementos magnéticos más sencillos de diseñar e implementar.

4.2.2.4 Recirculación de la corriente para mantener una corriente mínima y ZVS.

La conexión en paralelo de varios módulos de DAB permite la implementación de una técnica que aprovecha la bidireccionalidad de los mismos para mantener un procesamiento de potencia mínimo por cada módulo, incluso cuando la corriente demandada por la carga sea menor que ese mínimo. Aunque este mecanismo exige ciertas técnicas de control un tanto complejas y el rendimiento que se consigue no es demasiado bueno, permite mantener ZVS en todo el rango de funcionamiento del conjunto, ya que la potencia que procesan los módulos nunca será menor que un valor prefijado, que deberá estar por encima del que proporciona ZVS. Esta estrategia se basa en asegurar que la corriente entregada por un módulo nunca baje de un determinado valor que le garantiza el funcionamiento con ZVS, y si la demandada por la carga es menor se recirculará corriente hacia el otro módulo en sentido contrario.

Supongamos el uso de dos DABs iguales conectados en paralelo. Además de poder utilizar las técnicas expuestas anteriormente para mejorar el rendimiento global, se puede implementar este mecanismo para garantizar el funcionamiento con ZVS en todo el rango de potencias. Si se desea garantizar ZVS en los dos DAB, la corriente a recircular también deberá ser mayor que la mínima necesaria para garantizar ZVS. Este es uno de los motivos principales por los que el rendimiento de esta técnica es bajo, ya que para transferir a la carga una potencia reducida es necesario que ambos convertidores procesen una potencia mayor, con las consiguientes pérdidas que ello acarrea. Aunque, como es lógico, las pérdidas con ZVS serán menores que sin ZVS, el rendimiento global puede ser bajo, ya que se transfiere a la carga poca potencia, procesando los módulos potencias mayores. Existen unas pérdidas mínimas debido a la recirculación de la corriente, y por tanto, cuanto menor sea la potencia transferida a la carga, como las pérdidas de la recirculación de la potencia necesaria para tener ZVS serán aproximadamente fijas, el rendimiento bajará con rapidez.

Se presenta a continuación un caso concreto con valores numéricos para que el ejemplo sea más clarificador. Supongamos que $P_{ZVS_1} = P_{ZVS_2} = 1/4P_{max_1} = 1/4P_{max_2}$ y $P_{max_1} = P_{max_2} = 1000W$ (por tanto la $P_{max} = 2000W$). Se considera una carga que demanda una potencia de $P = 100W$, potencia que exigiría el funcionamiento sin ZVS de uno de los dos módulos. Sin embargo, si se entrega desde DAB1 una potencia $P_1 = P_{ZVS_2} + P = 350W$ y desde DAB2 se hace recircular en sentido contrario una potencia $P_2 = P_{ZVS_2} = 250W$, se conseguiría mantener ZVS en ambos módulos entregando a la carga la potencia deseada. En la Figura 4.31 se muestra un esquema de funcionamiento del ejemplo expuesto.

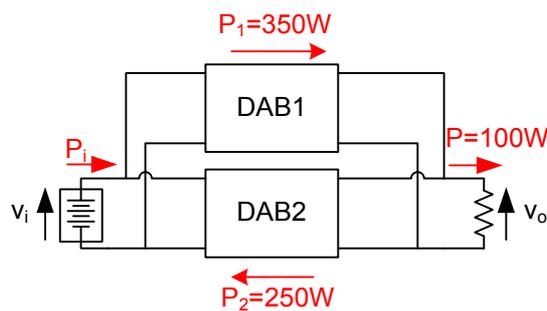


Figura 4.31. Conexión de 2 DABs en paralelo recirculando corriente para mantener ZVS.

Suponiendo un rendimiento constante para todo el rango de potencias de trabajo con ZVS, por ejemplo $\eta_1 = \eta_2 = 95\%$, el rendimiento global del convertidor en este punto de trabajo será,

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + \text{Pérdidas}} = \frac{P_o}{P_o + (1 - \eta_1)P_{i1} + (1 - \eta_2)P_{i2}} = \frac{100}{100 + 0.05 \cdot 350 + 0.05 \cdot 250} = 77\%. \quad (4.36)$$

Como se puede observar, el rendimiento no es tan alto como si el convertidor trabajará con ZVS, pero tampoco es exageradamente bajo para una potencia de $1/20P_{\max}$. No obstante, el valor de las pérdidas por la recirculación de la corriente se mantendrá constante con independencia de la potencia manejada por la carga, por lo que al disminuir esta última el rendimiento caerá notablemente. A pesar de esta caída de rendimiento y aunque esta técnica requiere un mecanismo de control que no es demasiado sencillo, es importante mencionar que la gran ventaja es la obtención del funcionamiento con ZVS de ambos convertidores para todo el rango de potencias, lo cual puede llegar a ser muy importante, o incluso imprescindible en función de las especificaciones de la aplicación a desarrollar. Además esta funcionalidad no tiene que ser el objetivo de diseño del convertidor, sino que puede ser adicional a cualquiera de los controles o estrategias expuestas anteriormente con dos DAB en paralelo.

4.2.2.5 Conexión de DABs en paralelo a la entrada y en serie en la salida.

En los apartados anteriores se han presentado varias técnicas y ventajas para modularizar en paralelo un número de DABs para cumplir las especificaciones de una posible aplicación, frente a la posibilidad de hacerlo con un sólo DAB. Sin embargo, si se considera la aplicación de un convertidor bidireccional con aislamiento, como el DAB, presentada en la Figura 4.11, donde las entradas y las salidas tengan unas tensiones muy distintas, se puede concluir que distintas configuraciones de conexión en la entrada y en salida pueden conducir a ciertas ventajas. Para una determinada potencia, en el lado de baja tensión la clave de su diseño viene impuesta por las altas corrientes, siendo ventajosa por tanto una conexión en paralelo, donde las tensiones serán iguales y las corrientes se dividirán entre los módulos a conectar. No obstante, en el lado de alta tensión, las corrientes serán bajas y las mayores dificultades vendrán dadas por los elevados valores de tensión, pudiendo ser beneficiosa una conexión en serie, teniendo como tensión de salida de cada módulo la tensión de la carga dividida por el número de módulos. La Figura 4.32 y el conjunto ecuaciones (4.37) exponen la conexión que se ha comentado.

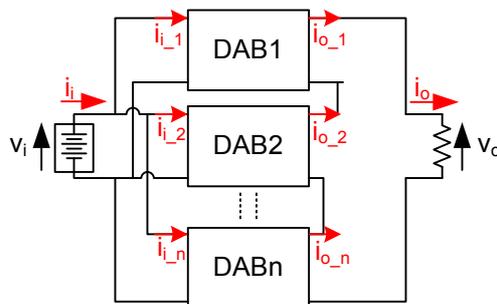


Figura 4.32. Conexión de n DABs en paralelo a la entrada y en serie a la salida.

$$v_i = v_{i_1} = v_{i_2} = \dots = v_{i_n}. \quad (4.37)$$

$$v_o = v_{o_1} + v_{o_2} + \dots + v_{o_n}.$$

$$i_i = i_{i_1} + i_{i_2} + \dots + i_{i_n}.$$

$$i_o = i_{o_1} = i_{o_2} = \dots = i_{o_n}.$$

Las dificultades que imponen la gestión de altas tensiones, mencionadas a lo largo del presente trabajo, se hacen más notables cuando éstas son mayores que aproximadamente 600V. Hasta valores de tensión menores de 600V es muy extendido el uso de interruptores MOSFETs, mientras que en el caso de tensiones superiores la variedad y calidad de los interruptores MOSFETs existentes en el mercado decae notoriamente, sobre todo aumentando el valor de su condensador parasito de salida (como se muestra en la Tabla 4.1), haciendo en muchas ocasiones necesario el uso de otra tecnología de interruptores como IGBTs con el implícito descenso de la frecuencia de conmutación. Realizando la conexión en serie presentada, se conseguiría elevar la tensión del bus de salida sin que los interruptores de un DAB tengan que soportar toda esa tensión. Por ejemplo, se podría tener un bus de salida de 800V con dos módulos de DAB conectados en serie a la salida, y por lo tanto, diseñando los puentes de salida de los mismos para una tensión máxima de 400V, permitiendo el uso de interruptores cuya tensión drenador-fuente máxima sea 600V (considerando márgenes de seguridad).

Tabla 4.1. Características comparativas de algunos de los mejores MOSFET de alta tensión en el mercado

	V_{ds_max} (V)	R_{dson_max} (mΩ)	I_{d_max} (A)	C_{oss} (pF) $V_{ds}=100V, f_{sw}=1MHz$
IPW60R125CP	650	125	25	120
IPX60R125C6	600	125	30	125
SPW55N80C3	800	85	55	305
IPW90R120C3	900	120	36	330

En el caso de la conexión de las salidas de los DABs en serie y la conexión de las entradas en paralelo, se debe prestar especial atención a la distribución equilibrada de corrientes y tensiones de los distintos módulos conectados. Como se ha comentado en el Capítulo 3, la corriente de salida viene dada por,

$$i_o = \frac{(1-d)dTv_i}{nL_k}. \quad (4.38)$$

Particularizando (4.38), para la conexión presentada en la Figura 4.32, se obtiene,

$$i_{o1} = i_{o2} = \frac{(1-d_1)d_1Tv_i}{nL_k} = \frac{(1-d_2)d_2Tv_i}{nL_k} = i_o. \quad (4.39)$$

Por lo tanto, teóricamente se necesitarán lazos de control de las tensiones de salida de cada uno de los convertidores para evitar posibles divergencias de las mismas ante cualquier pequeño

desajuste de los desfases aplicados o de los valores de diseño de los convertidores DAB. En este tipo de conexiones se deben focalizar los esfuerzos en el equilibrado de las tensiones ya que las corrientes lo hacen de manera natural en el DAB. En la Figura 4.33 se presenta una solución sencilla a la que posteriormente se deberán añadir los lazos que vengan impuestos por la aplicación, en función de lo que se desee controlar en la carga.

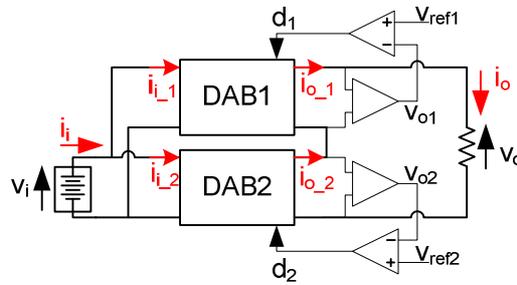


Figura 4.33. Conexión de 2 DABs en paralelo a la entrada y en serie a la salida añadiendo el control de la tensión de salida de cada uno para garantizar el correcto funcionamiento.

4.2.2.6 Resultados experimentales

En este apartado se mostrarán algunos resultados experimentales obtenidos usando dos DABs, para ejemplificar alguna de las técnicas propuestas para la modularización de DABs, por supuesto manteniendo las especificaciones y el *setup* experimental presentados en el apartado 4.1.4 y 4.1.5.1 respectivamente.

4.2.2.6.1 Conexión de DABs en paralelo con diseños iguales

El punto de partida serán dos DABs idénticos con un diseño optimizado para el aumento del rango de ZVS. Además se buscará usar los dos para conseguir transferir una potencia máxima igual a la potencia máxima transferida por cada uno de ellos. Es decir, con dos prototipos de DAB para 1kW de potencia máxima cada uno, se pueden usar los dos en paralelo para transferir 1kW de potencia máxima. En principio no parece la opción óptima, pero nos permitirá usar uno de ellos o los dos en función de la potencia a manejar pudiendo mejorar considerablemente el rendimiento global. En la Figura 4.34 se muestra el rendimiento obtenido usando dos módulos de DAB en comparación con el uso de solo uno de ellos. Como se puede observar, usando cada uno de los módulos para transferir una potencia para la cual tienen un elevado rendimiento, se consigue mejorar el mismo sobre todo para potencias elevadas.

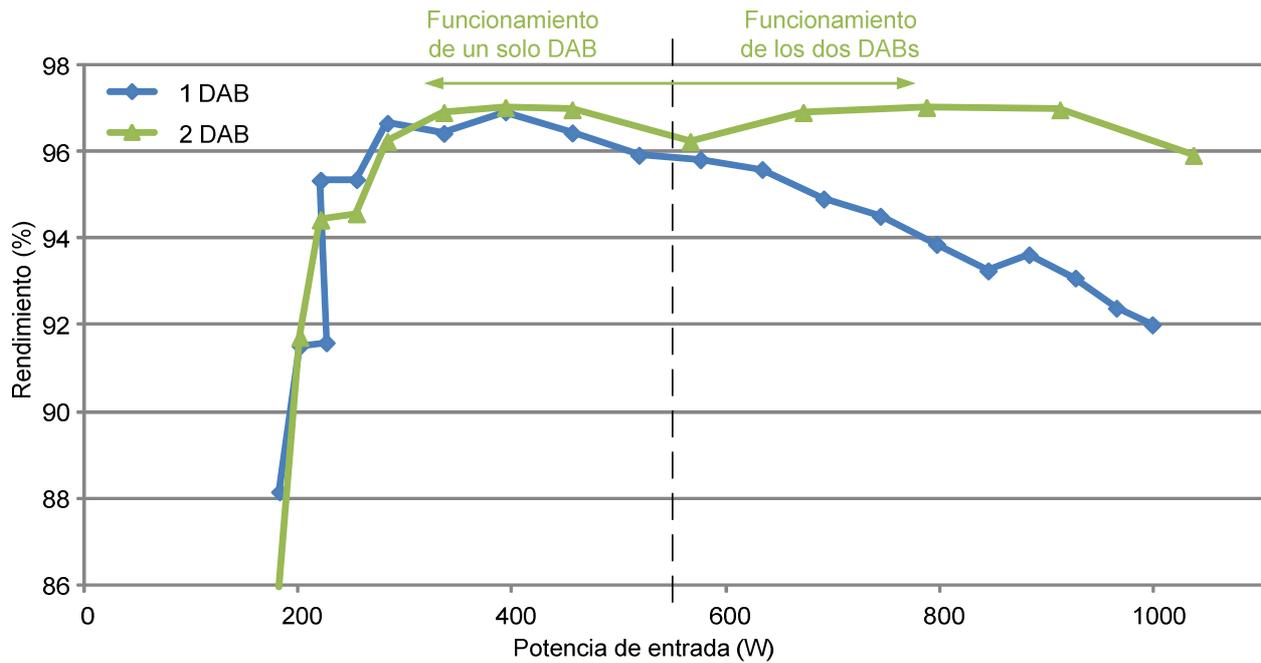


Figura 4.34. Comparativa de rendimiento en el supuesto de usar un DAB o dos DABs con diseños iguales en paralelo.

4.2.2.6.2 Conexión de DABs en paralelo con diseños distintos

Aunque como se ve en la figura anterior, el rendimiento mejora gracias al uso de dos DABs, la gran desventaja es la necesidad de duplicar todos los componentes. Parece claro que una de las ventajas de usar dos DABs en paralelo es poder manejar el doble de potencia y en el ejemplo anterior no se obtiene el máximo partido de la misma. A continuación se muestran dos curvas de rendimiento obtenidas mediante el uso de dos DABs, en un caso diseñados iguales y en otro caso uno diseñado para obtener el máximo rango de ZVS y otro para obtener un rendimiento más elevado para altas potencias. Distintos diseños y la activación de cada uno de los DABs para las distintas potencias, pueden generar distintas curvas de rendimiento, lo cual proporciona un mayor grado de libertad en el diseño del conjunto. Se observa en la Figura 4.35 como los rendimientos obtenidos son distintos, siendo importante la mejora en el rendimiento a máxima potencia ($\approx 2\%$) en el caso del uso de un DAB diseñado con ese objetivo (en este caso no se aprecia reducción en el rango de ZVS, ya que para bajas potencias solo el DAB adecuado está activo).

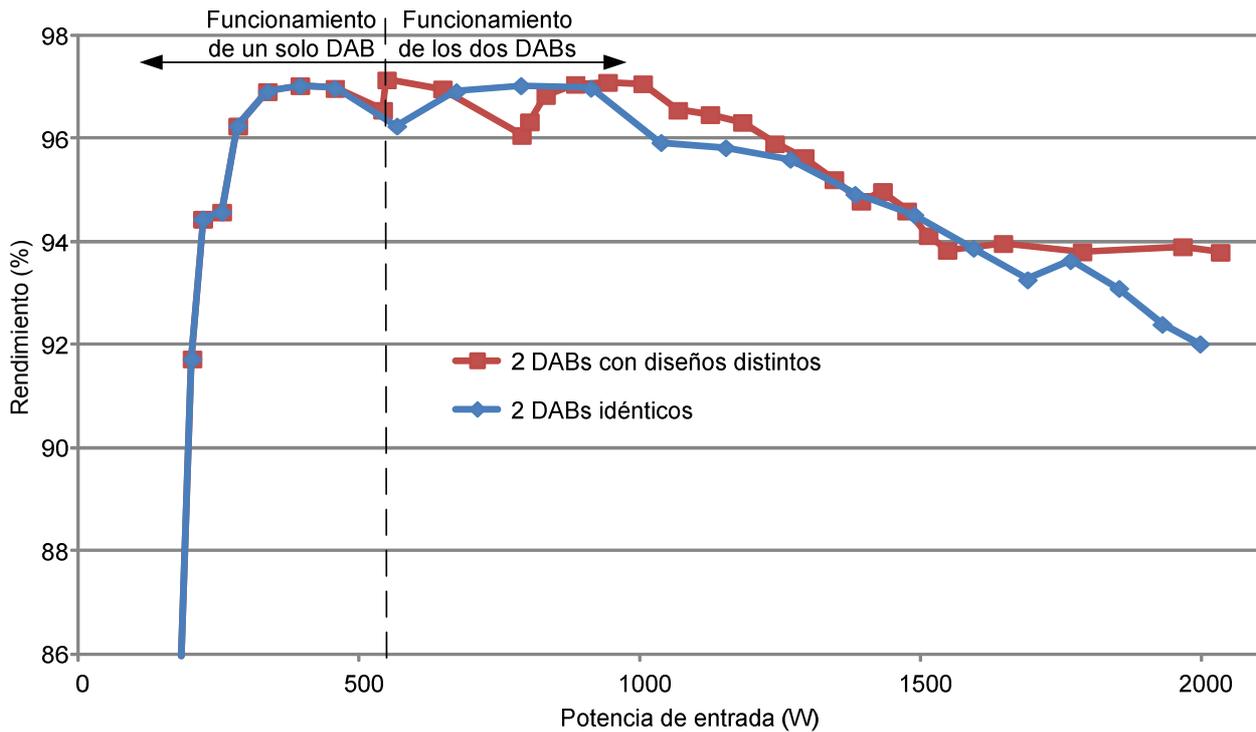


Figura 4.35. Rendimientos obtenidos mediante el paralelizado de dos DABs. En azul dos DABs diseñados con el mismo objetivo (máximo rango de ZVS) y en rojo dos DABs diseñados con distintos objetivos (máximo rendimiento a plena potencia y otro para máximo rango de ZVS).

4.2.2.6.3 Recirculación de la corriente para mantener una corriente mínima y ZVS

La recirculación de la corriente a través de un módulo de DAB para mantener en ambos una corriente mínima que garantice ZVS para todas las potencias demandadas por la carga se ha verificado también experimentalmente. En la Figura 4.36 se muestran los valores de rendimiento y potencias obtenidas en un punto de operación de ejemplo, similar al presentado anteriormente, en el que la carga demanda aproximadamente 100W. En la Figura 4.36 se muestran potencias de entrada, de salida y el rendimiento de cada módulo cuando operan de manera independiente en un punto de operación similar al necesario para la operación conjunta recirculando corriente. Además, se muestran las potencias de entrada y salida y el rendimiento del convertidor global, cuando los dos módulos operan en puntos de operación muy similares a los determinados anteriormente pero de manera conjunta. Se puede ver cómo, aunque los rendimientos independientes de cada módulo son muy elevados, el rendimiento final es bastante reducido, debido al procesamiento de mayor potencia que la demandada por la carga. Aunque el rendimiento sea reducido, y fuera posible obtener un rendimiento similar a la potencia de ejemplo utilizando sólo un DAB operando sin ZVS, la gran ventaja de esta estrategia es el mantenimiento de la operación con ZVS, que en determinadas aplicaciones puede resultar de gran interés.

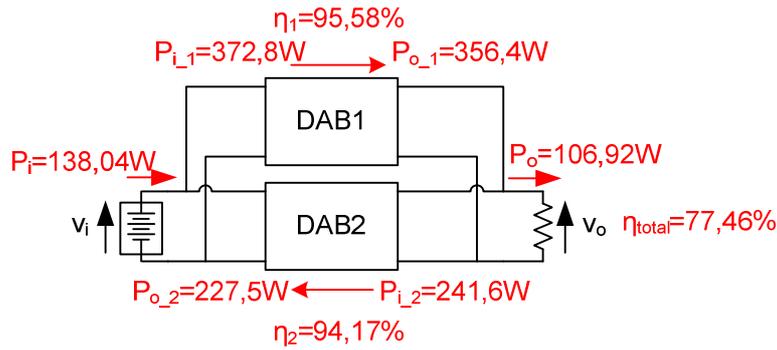


Figura 4.36. Resultados experimentales de un punto de operación recirculando corriente para mantener una corriente mínima que garantiza ZVS.

4.2.3 TÉCNICAS DE MEJORA DE FUNCIONAMIENTO DE LOS CIRCUITOS DE MANDO DEL DAB PARA LOS PUNTOS DE OPERACIÓN SIN ZVS

La pérdida de ZVS en el funcionamiento de un convertidor conmutado, sobre todo manejando altos niveles de tensión, puede provocar, además de un importante descenso en el rendimiento, problemas de ruidos en los instantes de conmutación debido a la convivencia de niveles de corriente y tensión elevados. Estos ruidos pueden llegar a interferir con las señales de control de los interruptores e incluso activar los mismos en momentos en los que no se desee. En el caso de una configuración en puente completo, donde los dos interruptores de una misma rama del puente conmutan de manera complementaria, como es el caso que estamos analizando en el DAB, la activación indeseada de un interruptor, aunque sea durante un pequeño instante de tiempo, provoca un cortocircuito en el bus de continua. Por supuesto este fenómeno es absolutamente indeseable y puede provocar la rotura de alguno de los interruptores, con el consiguiente malfuncionamiento del convertidor completo. Por este motivo, se debe evitar cualquier posibilidad de que este fenómeno suceda.

En los apartados anteriores se han expuesto estrategias y técnicas para retrasar la pérdida de ZVS, de manera que en los momentos en los que se produzca la conmutación dura, con convivencia de tensión y corriente, la potencia manejada por el convertidor sea lo más baja posible, y por lo tanto minimizar, en la medida de lo posible, la aparición de ruidos en las señales de control y sus posibles efectos indeseados. No obstante, en muchas ocasiones es inevitable el funcionamiento del convertidor sin ZVS, y por lo tanto la aparición de ruidos en las señales de control, por lo que es interesante tratar de mitigar la influencia de los mismos.

En los siguientes apartados se presentarán ciertos mecanismos para tratar de suavizar el efecto de los ruidos en el caso en el que se pierda ZVS, y éstos inevitablemente aparezcan. Como se ha

comentado previamente, los mayores problemas generados por la pérdida de ZVS se producen cuando hay una tensión elevada, por lo que los mecanismos que se presentarán a continuación serán más interesantes para su uso en los puentes de alta tensión, muy habituales en alguno de los puentes de un DAB.

4.2.3.1 Filtrado de la señal de puerta de los interruptores

Las señales de control de un interruptor de potencia suele provenir de un circuito integrado de mando específicamente diseñado para la apertura y cierre de los mismos. Es muy común referirse a estos circuitos integrados de mando a través de su nomenclatura inglesa, *driver*. Existe una gran variedad de *drivers*, optimizados para cada tipo de interruptor. Muchos de ellos incluyen cierta lógica de control o seguridad, aumentando su fiabilidad al máximo. Además la mayoría de ellos incluyen algún circuito que permite la inyección de corriente de manera rápida para poder conmutar lo más rápido posible los interruptores, disminuyendo de esta manera las pérdidas de conmutación. La señal de mando procede de manera general de un sistema de control que genera una señal lógica, y es por tanto, el *driver* el encargado de la adecuación de la señal tanto en corriente como en tensión para el terminal de control del interruptor y conseguir una buena conmutación del mismo. En la Figura 4.37 se presenta un esquema explicativo.

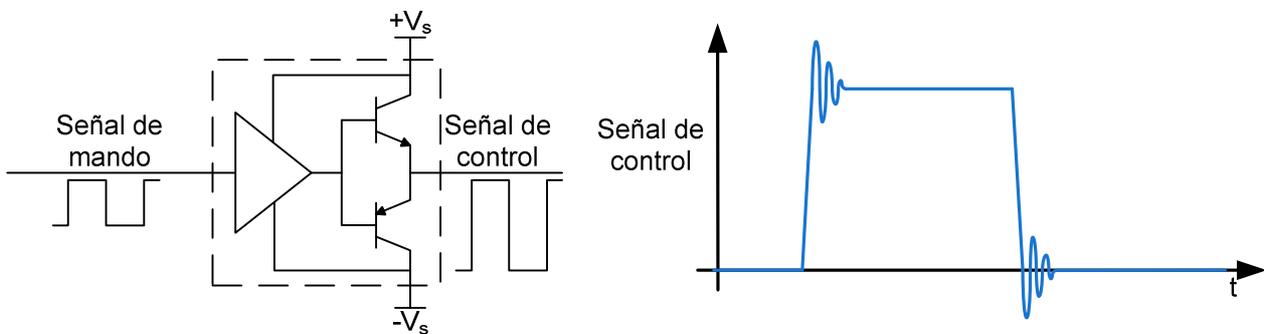


Figura 4.37. Esquema simplificado de un *driver*. Señal de control real con oscilaciones en las transiciones.

La señal de control generalmente deberá cargar y/o descargar capacidades parásitas del interruptor para realizar la conmutación del mismo. Variaciones bruscas de la tensión en un condensador, que es cargado a través de una resistencia e inductancia en serie, como los que se muestran idealmente en la Figura 4.37, generan oscilaciones que pueden perjudicar al proceso de conmutación. Para atenuar estas oscilaciones se suelen utilizar resistencias entre la señal de salida del *driver* y el terminal de control del interruptor, que a su vez ralentizan el proceso de conmutación. Por lo tanto, se debe buscar una solución de compromiso entre la velocidad de la

conmutación y la atenuación de oscilaciones en la señal de control que pueden llegar a deteriorar el interruptor.

Por otro lado, es importante tener en cuenta que en el caso bajo estudio existirá un puente completo compuesto por cuatro interruptores, y dos de ellos en una misma rama, conmutando de manera complementaria. Por lo tanto, es fundamental mantener un interruptor abierto mientras el otro esté cerrado, para evitar cortocircuitos del bus. Así, será importante la utilización de tiempos muertos entre el apagado de un interruptor y el encendido del otro. En la Figura 4.38 se muestra un esquema de las señales de control de los dos interruptores que componen una rama del puente.

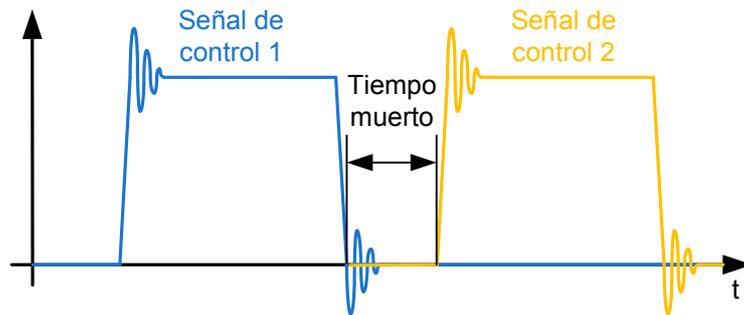


Figura 4.38. Representación de dos señales de control de los interruptores que componen una rama de un puente.

En el momento de la conmutación del interruptor gobernado por la señal de control 2 el otro interruptor debe estar abierto. Sin embargo, tal y como se ha comentado anteriormente, en el instante de la conmutación se pueden producir ruidos, sobre todo si la conmutación se realiza sin ZVS, y esos ruidos pueden interferir en las señales de control, provocando incluso la activación del interruptor con el consiguiente cortocircuito de rama. En la Figura 4.39 se muestra una explicación gráfica, de la aparición de los ruidos y del efecto que tiene sobre ellos el uso de una resistencia de amortiguación de la señal de control.

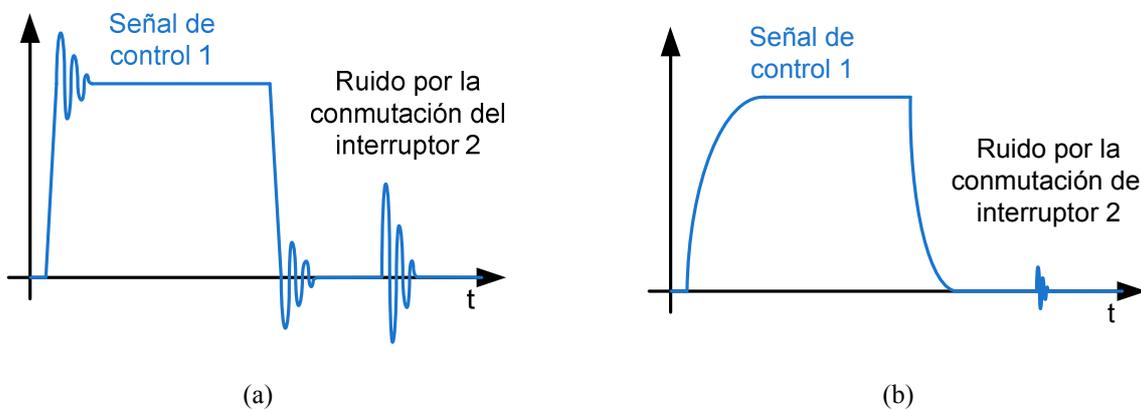


Figura 4.39. Esquema de las señales de control (a) sin resistencia y (b) con resistencia de amortiguación.

Además de una simple resistencia de amortiguación entre la salida del *driver* y el terminal de control del interruptor, existen otras redes de filtrado, como por ejemplo la inclusión de un condensador que se sumaría a las capacidades parásitas del interruptor o la utilización de distintos caminos para la activación y desactivación del interruptor, permitiendo variar la velocidad de cada una de las transiciones. En la Figura 4.40 se representa un ejemplo de este último tipo de red de filtrado.

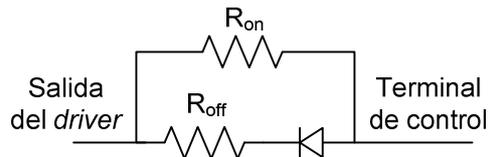


Figura 4.40. Red de filtrado que aplica un filtrado distinto para el encendido y el apagado de un interruptor.

4.2.3.2 Uso de tensiones negativas en la señal de puerta de los interruptores

El filtrado de las señales de control de los interruptores presentado en el apartado anterior, puede no ser suficiente para la atenuación de los ruidos existentes. Por otro lado, aun siendo suficiente, pueden existir casos en los que ralenticen la conmutación elevando demasiado las pérdidas de conmutación. Otro posible mecanismo para evitar que los ruidos alcancen niveles que activen el interruptor, consiste en desplazar la señal del terminal de control para que los valores del ruido no lleguen a los valores umbrales de activación. Esto se puede ilustrar con un ejemplo. Supóngase que el interruptor a controlar se activa con una tensión de 10V y se desactiva con una tensión de 0V. Además, su tensión umbral, a partir de la cual comienza a activarse es 3V. En este caso, si cuando se quiere desactivar el interruptor y se aplican 0V en el *driver*, un ruido que hiciera que ese nivel llegara a 3V provocaría un encendido indeseado del mismo. Sin embargo, es muy probable que el interruptor quede desactivado además de con 0V con cualquier valor menor, es decir con un valor negativo. En este caso, es necesario que el interruptor a utilizar tenga la capacidad de soportar tensión negativa en su terminal de control. Sería posible controlar este tipo de interruptores con tensiones negativas en lugar de con 0V, aunque el diseño y manejo de *drivers* que proporcionen tensiones negativas es ligeramente más complicado que cuando sólo deben generar tensiones positivas. En la Figura 4.41 se muestra un posible circuito que consigue tensiones negativas a partir de las tensiones positivas generadas por el *driver*.

Como se puede observar, se realiza un filtrado paso alto de la señal del *driver*, eliminando su valor medio y obteniendo por tanto una señal desplazada hacia niveles de tensión negativos. En el caso en el que estemos manejando señales PWM de ciclo de trabajo 50%, como es el caso del

DAB, este valor medio de la señal de salida del *driver* es aproximadamente la mitad de su valor máximo.

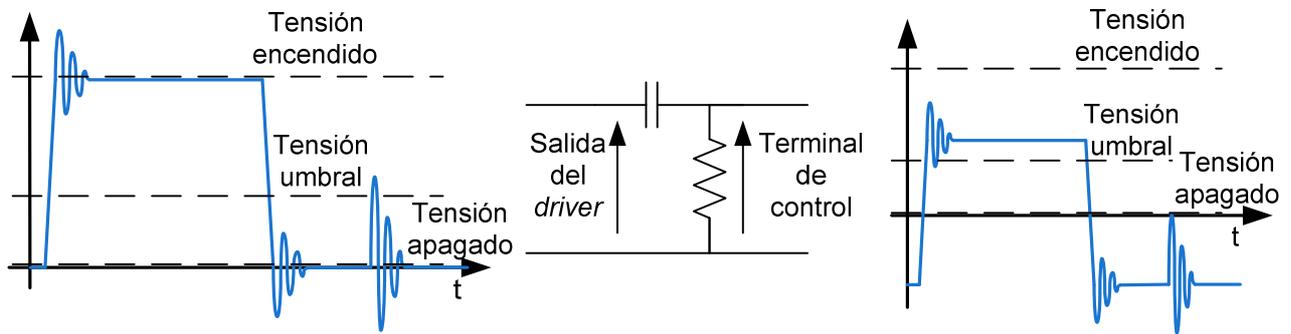


Figura 4.41. Filtrado de la señal de control para alejar la tensión de apagado del umbral.

En la Figura 4.41 se observa que al filtrar la señal, el valor de la tensión de control en estado alto también se ve, lógicamente, reducido. En función del interruptor utilizado, esta reducción puede ser o no un problema, pero se puede solucionar fácilmente generando a la salida del *driver* un nivel de tensión mayor, para que al restarle el valor medio se vuelva a tener el valor deseado para el encendido. Si se considera el ejemplo comentado anteriormente, en el *driver* se debería generar una señal que conmutará entre 0V y 20V, para tener tras el filtrado una señal entre -10V y 10V. Por supuesto, es importante recordar que para poder utilizar esta técnica con seguridad el interruptor debe soportar niveles de tensión negativos en el terminal de control.

En ocasiones una mezcla de las dos técnicas de filtrado presentadas en los dos últimos apartados permite una solución de compromiso entre la velocidad de la conmutación y la eliminación de ruidos indeseables en las señales de control de los interruptores.

BIBLIOGRAFÍA CAPÍTULO 4

- [4.23] International Rectifier, “HV floating MOS-gate driver ICs”. Nota de aplicación AN-978.
- [4.24] Redl, R.; Sokal, N.O.; Balogh, L., “A novel soft-switching full-bridge DC/DC converter: analysis, design considerations, and experimental results at 1.5 kW, 100 kHz”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6-3, p. 408-418. Julio 1991.
- [4.25] Xu, D.; Zhao, C.; Fan, H., “A PWM plus phase-shift control bidirectional DC–DC converter,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19-3, p. 666-675. Mayo 2004.
- [4.26] Lenke, R.; Mura, F.; De Doncker, R., “Comparison of non-resonant and super-resonant dual-active ZVS-operated high-power DC-DC converters”. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), p. 1-10. Septiembre 2009.
- [4.27] Xiao H.; Xie, S., “A ZVS bidirectional DC–DC converter with phase-shift Plus PWM control scheme,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23-2, p. 813-823. Marzo 2008.
- [4.28] Oggier, G.; Leidhold, R.; Garcia, G.; Oliva, A.; Balda, J.; Barlow, F., “Extending the ZVS operating range of dual active bridge high-power DC-DC converters,” IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), p. 1-7. Junio 2006.
- [4.29] Guidi, G.; Pavlovsky, M.; Kawamura, A.; Imakubo, T.; Sasaki, Y., “Improvement of light load efficiency of Dual Active Bridge DC-DC converter by using dual leakage transformer and variable frequency”. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), p. 830-837. Septiembre 2010.
- [4.30] Perdigao, M.S.; Alonso, J.M.; Dalla Costa, M.A.; Saraiva, E.S., “A variable inductor MATLAB/Simulink behavioral model for application in magnetically-controlled electronic ballasts”. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), p. 349-354. Junio 2008.
- [4.31] Alonso, J.M.; Dalla Costa, M.A.; Rico-Secades, M.; Cardesin, J.; Garcia, J., “Investigation of a new control strategy for electronic ballasts based on variable inductor”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55-1, p. 3-10. Enero 2008

- [4.32] Oliver, J.A., “Modelado comportamental de convertidores CC-CC para el análisis y simulación de sistemas distribuidos de potencia”. Tesis doctoral. Universidad Politécnica de Madrid. Febrero 2007.
- [4.33] Chen, W.; Ruan, X.; Yan, H.; Tse, C.K., “DC/DC conversion systems consisting of multiple converter modules: stability, control, and experimental verifications”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.24-6, p.1463-1474. Junio 2009.
- [4.34] Huang, Y.; Tse, C.K.; Ruan, X., “General control considerations for input-series connected DC/DC converters”. IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol.56-6, p.1286-1296. Junio 2009.
- [4.35] Ruan, X.; Chen, W.; Cheng, L.; Tse, C.K.; Yan, H.; Zhang, T., “Control strategy for input-series–output-parallel converters” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.56-4, p. 1174-1185. Abril 2009.
- [4.36] Yan, H.; Ruan, X.; Chen, W., “The input voltage sharing control strategy for input-series and output-parallel converter under extreme conditions” IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), p. 662-667. Septiembre 2009.

5

DAB CON SEMICONDUCTORES DE BANDA PROHIBIDA ANCHA

En la actualidad, los semiconductores de silicio dominan el mercado de dispositivos utilizados en electrónica de potencia. Sin embargo, de todos son conocidos sus límites en relación a la temperatura (200°C), frecuencias de conmutación y tensiones máximas admisibles. Por otro lado, los semiconductores de banda prohibida ancha, como el carburo de silicio (SiC), el nitruro de galio (GaN) o el diamante, ofrecen características que potencialmente superan al silicio para operar con elevadas temperaturas, elevadas frecuencias o altas potencias.

En este capítulo se presentará una breve introducción a los dispositivos de potencia controlados de banda prohibida ancha actualmente disponibles para su utilización en aplicaciones de electrónica de potencia (SiC y GaN). Se comentarán sus principales ventajas y se presentarán resultados de dos DAB diseñados y construidos con estos nuevos dispositivos, para aprovechar en esta topología sus mejores características con respecto a los dispositivos de silicio.

5.1 SEMICONDUCTORES DE BANDA PROHIBIDA ANCHA

A mediados del siglo pasado, el descubrimiento de los materiales semiconductores que podían utilizarse para fabricar dispositivos electrónicos que realizaran las mismas funciones que las válvulas de vacío hizo posible la aparición de los primeros circuitos integrados, y dio comienzo a una revolución tecnológica que ha transformado profundamente nuestra sociedad. Desde entonces, se ha producido un vertiginoso desarrollo de las tecnologías relacionadas con dichos materiales, tanto las que se refieren a la obtención y síntesis del propio material semiconductor, principalmente silicio, como a las de fabricación de los dispositivos sobre dicho material. En la actualidad, existe una gran variedad de materiales semiconductores que se pueden emplear para

fabricar dispositivos electrónicos y fotónicos con un amplio espectro de características y aplicaciones. En la electrónica actual, el silicio domina de manera rotunda el mercado de dispositivos semiconductores.

Entre los materiales semiconductores con mayor potencial futuro destacan los de banda prohibida ancha, particularmente el nitruro de galio (GaN, de su nomenclatura inglesa, *Gallium Nitride*) y el carburo de silicio (SiC, de su nomenclatura inglesa, *Silicon Carbide*). Las excepcionales propiedades de estos materiales, algunas presentadas en la Tabla 5.1, hacen que sean especialmente adecuados para aplicaciones electrónicas de alta frecuencia y alta potencia, confiriéndoles además una elevada resistencia frente a las altas temperaturas, la radiación y los ambientes químicos extremos.

Tabla 5.1. Propiedades importantes de algunos materiales semiconductores.

Material	Energía del gap E_g [eV]	Concentración intrínseca. @ 300°K n_i [cm^{-3}]	Movilidad de los electrones μ_n [$\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$]	Campo eléctrico de ruptura E_{rup} [V/cm]	Conductividad térmica λ [W/cm°K]
Ge	0,66	$2,4 \cdot 10^{13}$	3900	10^5	0,6
Si	1,1	$1,5 \cdot 10^{10}$	1350	$3 \cdot 10^5$	1,5
GaAs	1,4	$1,8 \cdot 10^6$	8500	$4 \cdot 10^5$	0,5
3C-SiC	2,2	6,9	900	$1,2 \cdot 10^6$	4,5
6H-SiC	3,0	$2,3 \cdot 10^{-6}$	370	$2,4 \cdot 10^6$	4,5
4H-SiC	3,26	$8,2 \cdot 10^{-9}$	720	$2 \cdot 10^6$	4,5
GaN	3,39	$1,9 \cdot 10^{-10}$	900	$3,3 \cdot 10^6$	1,3

Por ejemplo, en el caso de la electrónica de radiofrecuencia (RF), el GaN permite potencialmente desarrollar amplificadores de RF que pueden suministrar hasta cien veces más potencia que los actuales dispositivos basados en arseniuro de galio (GaAs, de su nomenclatura inglesa, *Gallium Arsenide*), lo que puede convertir al GaN en la primera tecnología de estado sólido que podrá competir en prestaciones con la tecnología de tubos de vacío de electrones (*Traveling wave tube, klystron, etc.*). La sustitución de estos tubos de vacío por dispositivos de GaN podría permitir construir radares con unas prestaciones sin precedentes, reduciendo además su peso, volumen y coste de fabricación.

En lo que se refiere a la electrónica de potencia, la capacidad de los componentes de SiC para operar a altas temperaturas con niveles elevados de potencia los convierte en dispositivos con gran potencial. Por ejemplo, se les presupone un gran futuro en los sistemas de propulsión y distribución eléctrica de los futuros vehículos híbridos o completamente eléctricos. Este tipo de vehículos aportarán importantes beneficios, entre los que destacan la reducción del consumo de energía, la mejora de la movilidad y la reducción de la huella logística. El incesante y continuo desarrollo y aplicación de soluciones electrónicas con altos niveles de potencia conlleva una

nueva demanda y requisitos tanto para la fabricación de dispositivos como para el material semiconductor utilizado. En la actualidad, la mayoría de los dispositivos que están basados en la tecnología tradicional de silicio no son capaces de operar a temperaturas por encima de los 250°C, especialmente cuando las condiciones de circulación de altos niveles de corriente se combinan junto con su operación a alta frecuencia y ambientes con elevada radiación. Por lo tanto, a los dispositivos de SiC se les presupone un gran futuro, que en algunos casos es ya presente.

En la Figura 5.1 se presenta una comparativa ilustrativa de los campos de ruptura y la resistencia en conducción límites de los dispositivos de silicio, de SiC y de GaN. En la misma, se puede observar que los dispositivos de potencia basados en SiC y en GaN pueden teóricamente brindar mejores resultados que los dispositivos de silicio. Se puede observar de una manera muy gráfica y sencilla, como el uso de estos nuevos dispositivos de banda prohibida ancha puede posibilitar la mejora de las prestaciones de, entre otros, los sistemas de alimentación conmutados.

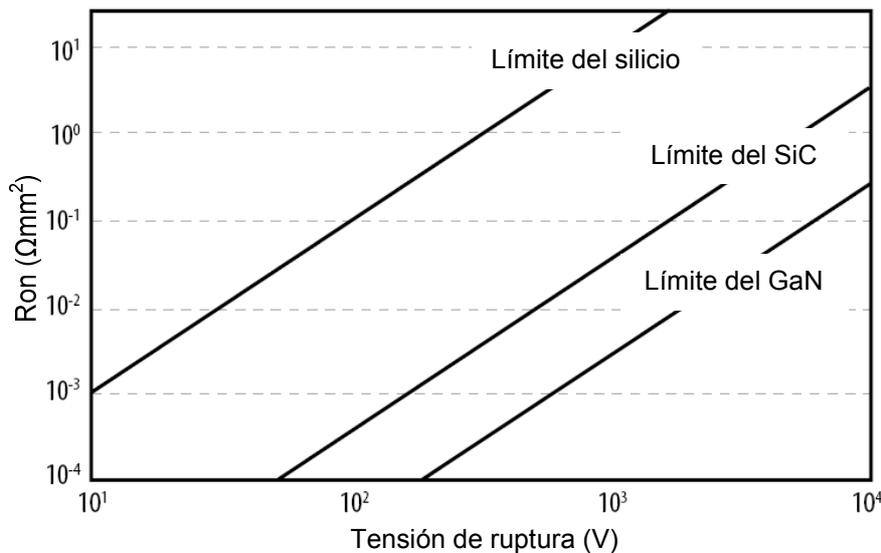


Figura 5.1. Límite teórico de la resistencia de conducción frente a la capacidad de bloquear tensión del silicio, del SiC y del GaN [5.5].

En lo que se refiere a aplicaciones optoelectrónicas, los materiales de banda prohibida ancha permitirán implementar emisores y fotodetectores de luz ultravioleta (UV) de reducido peso y volumen, bajo coste de fabricación y capacidad de operación en condiciones ambientales extremas. Estos dispositivos jugarán un papel fundamental en multitud de aplicaciones militares, por lo que, los Ministerios de Defensa de los países avanzados consideran de importancia estratégica conseguir el dominio de estas nuevas tecnologías. Este gran interés de la comunidad

internacional está contribuyendo a que los semiconductores de banda prohibida ancha sean uno de los campos de investigación más activos en la actualidad.

Sin embargo, tal como se ha comentado anteriormente, no solo el sector militar está interesado. La tecnología de semiconductores de banda prohibida ancha está recibiendo un impulso decisivo por parte del sector civil, donde la demanda de materiales como el GaN y el SiC está experimentando un acelerado crecimiento. A continuación se resumen algunos de los posibles campos de aplicación:

- Iluminación general, donde se espera que, alrededor del año 2025, los LEDs basados en GaN dominen el mercado y lleguen a reemplazar a la tecnología tradicional de lámparas incandescentes.
- Generación, transporte y distribución de energía eléctrica, donde los dispositivos de SiC representarán un salto tecnológico en la eficiencia energética de la red eléctrica.
- Electrónica de consumo, principalmente terminales de telefonía móvil, dispositivos de almacenamiento óptico (como Blu-Ray Disc™) e impresoras láser.

A modo de conclusión, se puede afirmar que las excelentes propiedades de los semiconductores de banda prohibida ancha y sus revolucionarias aplicaciones convertirán a estos materiales en una de las tecnologías clave del siglo XXI, constituyendo uno de los grandes pilares sobre los que se apoyarán los avances tecnológicos de los próximos años [5.1]-[5.4].

En los siguientes apartados se centrará el estudio de este tipo de dispositivos en dos aplicaciones concretas de la topología bajo estudio en el presente trabajo, un convertidor DAB, donde la aplicación de este tipo de dispositivos introduce una interesante mejora tecnológica.

5.2 DAB CON SEMICONDUCTORES DE GAN

5.2.1 SEMICONDUCTORES DE GAN

Aproximadamente desde el año 2004 existen dispositivos HEMTs (de su nomenclatura inglesa, *High Electron Mobility Transistor*) de GaN, orientados principalmente al mercado de RF. Estas estructuras se basan en el fenómeno que proporciona una inusual movilidad a los electrones, denominado como 2DEG (de su nomenclatura en inglés, *Two-Dimensional Electron Gas*). Desde 2004 con HEMTs de GaN construidos sobre un sustrato de SiC y más aun a partir de

2005 con HEMTs de GaN sobre sustrato de silicio, estos dispositivos se han introducido en el mercado de RF con buenos resultados, más particularmente en aplicaciones con frecuencias en el rango de varios gigahercios. Sin embargo, es a partir de 2009 cuando se desarrollan dispositivos de GaN con propiedades más específicas para ser utilizados en el campo de la electrónica de potencia.

Las propiedades más destacadas de los dispositivos de potencia basados en GaN son su alto campo de ruptura y, cuando se utilizan sustratos de SiC, mayor conductividad térmica que el silicio. La mayor conductividad térmica del SiC y del GaN reduce el aumento de temperatura de la unión debido al autocalentamiento. Por otro lado, el campo de ruptura de cinco a seis veces mayor del SiC y del GaN da ventaja a estos materiales frente al silicio y al GaAs para dispositivos de potencia.

El SiC es un material de banda prohibida ancha (3.2eV), como se puede observar en la Tabla 5.1 pero tiene una movilidad de electrones baja, lo cual dificulta su uso en amplificadores de alta frecuencia. Aunque la movilidad de los portadores es significativamente mejor en los dispositivos de GaAs, la alta velocidad de pico y de saturación de la EDV (velocidad de *Drift* de los electrones) de los HEMTs de GaN compensa su relativa menor movilidad permitiendo la utilización de estos dispositivos a altas frecuencias. Estas ventajas del GaN sumadas a la alta linealidad y al bajo ruido de las arquitecturas HEMT abren las puertas a estos dispositivos para su utilización en la fabricación de amplificadores RF de alta potencia.

Una ventaja adicional de los HEMTs de GaN radica en el gran *offset* de energía entre la banda de conducción del GaN y la capa barrera de AlGaIn. Esto permite un aumento significativo de la densidad de portadores en el canal de los HEMTs basados en GaN con respecto a otros materiales. Si a lo anterior sumamos la posibilidad de utilizar mayores niveles de tensión, se consigue un interesante aumento en la densidad de potencia.

Las propiedades previamente comentadas hacen a los dispositivos de GaN ideales para aplicaciones de alta frecuencia, razón por la que son masivamente usados en aplicaciones de RF [5.6]. Este buen comportamiento a altas frecuencias los convierte en dispositivos muy atractivos también para su aplicación en fuentes de alimentación conmutadas, en las que de todos es conocido que el aumento de su frecuencia de trabajo conlleva varias ventajas, como la reducción del tamaño de los elementos reactivos. Esto hace que el GaN sea actualmente una posibilidad real en el diseño de convertidores conmutados [5.7], [5.8].

En este apartado se propone el desarrollo de un DAB con dispositivos comercialmente disponibles de GaN con el objetivo de reducir el tamaño del convertidor conmutando a mayor frecuencia.

5.2.2 DISPOSITIVOS DE GAN DISPONIBLES EN EL MERCADO

La empresa EPC (del inglés, *Efficient Power Conversion*), propone una relativamente amplia gama de interruptores de potencia de GaN. Esta empresa en la actualidad tiene una disponibilidad comercial de transistores de GaN desde 40V a 200V de tensión máxima a soportar entre drenador y fuente, mientras que las corrientes de drenador que soportan estos dispositivos varían entre 33A y 4A. Todos los semiconductores se comercializan sin encapsulado para evitar la inclusión de inductancias parásitas (al ser dispositivos orientados a conmutación a alta frecuencia, se considera clave la disminución de parásitos). En la Figura 5.2 se muestra un ejemplo del encapsulado y la gama de dispositivos ofertados en el momento de escritura de este trabajo, con sus características más importantes [5.9].

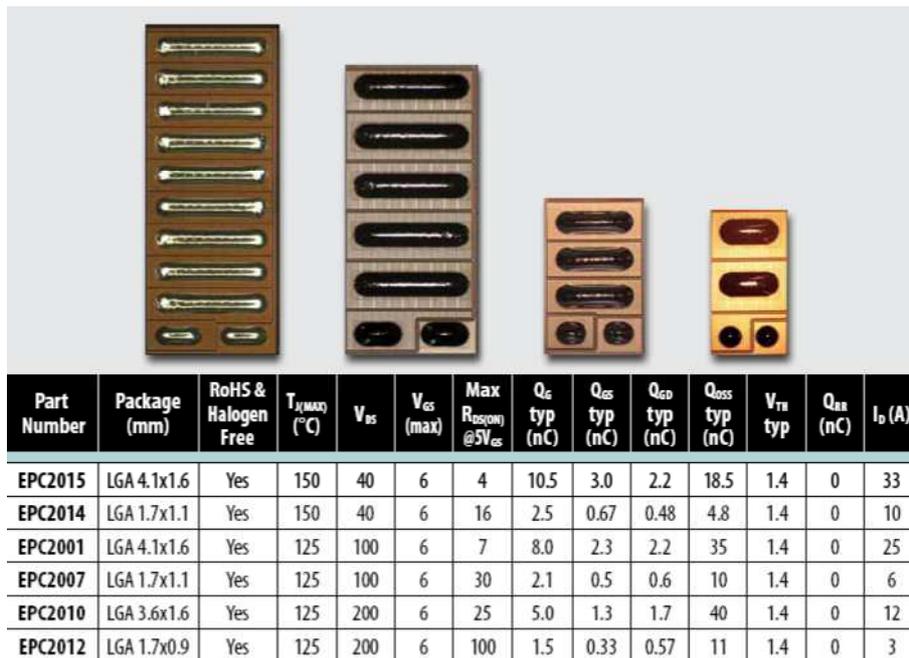


Figura 5.2. Familia de transistores de GaN ofrecida por EPC con sus características más importantes [5.9].

Existen otras empresas que también proponen el uso de transistores de GaN, como por ejemplo *Transphorm*, que ofrece muestras de dispositivos de HEMTs de GaN con una estructura en cascodo, capaces de soportar tensiones entre drenador y fuente de hasta 600V. Desafortunadamente, la disponibilidad de este tipo de componentes por el momento es muy limitada, y aunque la propia empresa está presentando buenos resultados utilizando estos

dispositivos [5.10], no ha sido posible obtenerlos para la verificación de su funcionamiento en un DAB. En una situación similar se encuentran otras compañías como *International Rectifier* o *Microgan*, que presentan en su cartera de productos dispositivos de potencia de GaN pero sin posibilidad de adquisición comercial.

Debido a la dificultad de adquirir comercialmente dispositivos de GaN con unas características que pudieran adaptarse a las especificaciones del DAB que se está utilizando como ejemplo, se ha optado por variar las especificaciones del convertidor en el que se validará el funcionamiento de los dispositivos de GaN en un DAB. Estas especificaciones son adecuadas para convertidores con un campo de aplicación diferente, que se presenta en la siguiente sección.

5.2.3 CAMPO DE APLICACIÓN DE UN DAB CON GAN

El consumo estimado de los Centros de Procesamiento de Datos (CPD) supera los 100TWh en todo el mundo. En un CPD común se estima que se entrega a la carga menos de la mitad de la potencia. El resto de potencia se pierde en la conversión de potencia, la distribución o la refrigeración de los equipos. Esta pérdida de potencia causa un gran coste económico, mayor contaminación y una reducción en el espacio disponible para los equipos. Incluso se ha llegado a demostrar que el coste de la distribución de potencia y del equipamiento de refrigeración necesario en un CPD supera el coste del propio equipamiento instalado en el centro. Por estos motivos se están llevando a cabo importantes esfuerzos para tratar de mejorar la eficiencia de la conversión energética para este tipo de cargas [5.11].

Tradicionalmente la distribución en los CPD se ha realizado mediante una tensión alterna de 400V/480V, mientras que en las estaciones de telecomunicaciones la distribución más común es realizada a 48V de tensión continua. En relación a las arquitecturas de conversión energética de continua, existe un especial interés en alimentar servidores directamente desde un convertidor CC/CC desde buses de alta tensión de continua. Debido al uso habitual de convertidores regulados para cada carga (POL, de su nomenclatura inglesa, *Point Of Load*), el convertidor encargado de realizar la importante reducción desde la tensión de continua de bus hasta la tensión de alimentación del convertidor POL no necesita tener una regulación de la tensión de salida especialmente precisa (en la Figura 5.3 se muestra un esquema de la arquitectura más común). Por este motivo, el aumento de rendimiento y disminución del tamaño a costa de tener una salida no regulada es una solución aceptable para el convertidor CC/CC intermedio en estas arquitecturas [5.12]-[5.13].

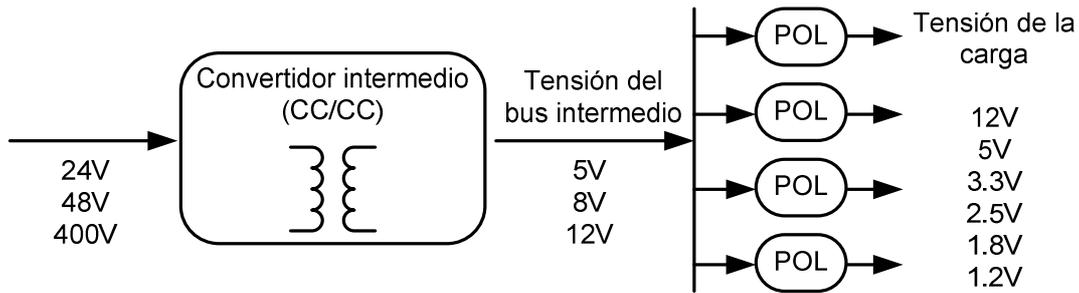


Figura 5.3. Esquema de distribución de la energía eléctrica en un CPD con tradicionales ejemplos de tensiones.

En el siguiente apartado se propone una solución para el convertidor CC/CC intermedio basado en un DAB muy compacto, con alto ratio de conversión de tensión y gran rendimiento construido con dispositivos de GaN comercialmente disponibles. El hecho de que la tensión de salida pueda variar dentro de unos márgenes permitirá al DAB conseguir una conversión energética con alto rendimiento. En este caso, el convertidor DAB no se selecciona por su posibilidad de conversión bidireccional, sino por el elevado rendimiento que se puede obtener gracias al funcionamiento de todos sus interruptores con ZVS. El uso de transistores de GaN permitirá elevar la frecuencia sin penalizar excesivamente el rendimiento, permitiendo la disminución del tamaño de los elementos magnéticos necesarios (transformador y bobina adicional para aumentar la inductancia de dispersión del transformador). Además, la reducida capacidad parásita de salida de estos transistores de GaN permitirá aumentar el rendimiento del convertidor.

Para realizar una prueba de concepto de las posibilidades del DAB con transistores de GaN a alta frecuencia se construirá un prototipo con las siguientes especificaciones, que pueden ser típicas de la aplicación anteriormente descrita:

- Tensión de entrada (v_i): 150V.
- Tensión de salida (v_o): 12V, sin regular, pudiendo variar en un margen del 2%.
- Potencia máxima (P_{max}): 100W.
- Frecuencia de conmutación (f_s): 1MHz.

Como se puede observar, la tensión de entrada, en lugar de ser de 400V, se ha reducido para permitir el uso de transistores de GaN de 200V que es la máxima tensión soportada por los dispositivos distribuidos por EPC. En relación al prototipo de DAB presentado en silicio con las especificaciones detalladas en anteriores capítulos, se ha disminuido la potencia y aumentado la frecuencia, ambas en un orden de magnitud.

5.2.4 PROPUESTA DE DISEÑO DE UN DAB CON GAN

Para realizar el diseño del DAB con dispositivos de GaN, y debido a que el objetivo es aumentar su frecuencia de conmutación, se deben tener en cuenta ciertas consideraciones que no se han considerado previamente para diseños anteriores. En el caso de una frecuencia de conmutación de 100kHz, los tiempos muertos empleados para la conmutación de manera complementaria de los interruptores de una misma rama del puente se seleccionan simplemente para evitar solapamientos. Sin embargo, en el caso de una frecuencia de conmutación muy alta (p.ej. de 1Mhz), estos tiempos muertos pueden tener importantes efectos y modificar el desfase real con el que está funcionando un puente con respecto al otro.

Por otro lado, el cálculo de la inductancia de dispersión se realizará en función de un compromiso entre el mínimo valor de potencia para el que se garantiza condiciones de ZVS y los mayores valores de corriente reactiva que se obtendrán para potencias mayores que ese mínimo. Si se selecciona un valor de inductancia de dispersión muy bajo, no se almacenará la suficiente energía para conseguir la conmutación suave y se aumentarán las pérdidas de conmutación, mientras que en el caso de seleccionar un valor muy grande, las transiciones entre los picos máximos y mínimos de la corriente por la inductancia de dispersión serán más largas, aumentando las pérdidas de conducción de todos los componentes debido al incremento del valor eficaz de la corriente.

Debido a que el objetivo primordial de diseño de este convertidor es la optimización del rendimiento a la potencia nominal, se seleccionará un valor de inductancia de dispersión que garantice ZVS para una potencia mínima, que será muy cercana a la potencia nominal. De esta manera se busca que la corriente por la inductancia de dispersión cuando el convertidor esté manejando la potencia nominal sea prácticamente igual a la necesaria para la descarga de los condensadores parásitos de salida de los interruptores durante los tiempos muertos necesarios. Es decir, se utilizará la estrategia de diseño para el aumento del rendimiento a plena carga presentada en el Capítulo 4. A continuación, se detallarán los pasos seguidos para el cálculo de la inductancia de dispersión siguiendo la filosofía presentada en el Capítulo 4, pero con ciertas peculiaridades debido a las especificaciones concretas del prototipo (como su elevada frecuencia de conmutación).

En este caso, y debido sobre todo a la alta frecuencia de conmutación, se considera el desfase total como la suma del desfase y los tiempos muertos, como se recoge en la ecuación (3.4), en la que α es el tiempo muerto del puente del primario, β el desfase ideal entre puentes y δ el tiempo

muerto del puente del secundario. En los casos anteriores, al ser la frecuencia de conmutación mucho menor, los tiempos muertos se habían despreciado, y por tanto d era igual a β . El objetivo para maximizar el rendimiento será seleccionar una inductancia de dispersión que permita la transferencia de la potencia nominal con un desfase total obtenido solamente como la suma de α y δ , haciendo β lo más cercano a cero posible [5.14].

$$d = \alpha + \beta + \delta. \tag{5.1}$$

Debido a la selección de la mínima inductancia que garantiza condiciones de ZVS para la potencia nominal, en el caso de reducir la potencia de operación se podrá tratar de mantener ZVS variando la tensión de salida, ya que las especificaciones lo permiten y el objetivo del diseño es maximizar el rendimiento.

El aumento de la frecuencia de conmutación solo será posible gracias al uso de dispositivos con valores bajos de carga de la puerta (Q_g) y de capacidades parasitas, especialmente de salida (C_{oss}). Aunque existen MOSFETs de silicio de baja tensión con valores de carga y capacidades parasitas que permiten conmutaciones a frecuencias cercanas e incluso superiores a 1MHz, el uso de transistores de GaN permitirá incrementar la frecuencia de conmutación sin penalizar en exceso el rendimiento. En las tablas comparativas Tabla 5.2 y Tabla 5.3 se puede comprobar que los dispositivos de GaN proporcionan interesantes ventajas con respecto al uso de los mejores MOSFETs de silicio disponibles actualmente.

Aunque sería interesante que los dispositivos a utilizar unieran una baja resistencia en conducción y además un valor de C_{oss} bajo, estos dos parámetros evolucionan de manera opuesta en un transistor que soporta similares valores máximos de tensión y corriente. Por lo tanto, se buscará reducir al máximo la resistencia de conducción para los transistores del puente de baja tensión (el de salida), en el que las pérdidas de conducción se supone que tendrán más peso por manejar mayores corrientes, mientras que se buscará minimizar el valor de la capacidad de salida de los transistores del puente de alta tensión (el de entrada), donde las pérdidas de conmutación se suponen más influyentes.

Tabla 5.2. Comparativa de transistores para el puente de mayor tensión.

Transistor	$V_{ds\ max}$ (V)	$I_{d\ max}$ (A)	$R_{ds\ on}$ (m Ω)	C_{oss} (pF), $V_{ds}=20V$	Q_g (nC)
EPC2012 (GaN)	200	3	70	73	1,5
IRF7492 (Si)	200	3,7	64	90	39
FDMS2672 (Si)	200	3,7	69	95	30
FDS2672 (Si)	200	3,9	63	100	33

En la Tabla 5.2 se puede observar que los mejores transistores de silicio encontrados en el mercado (en el momento de realización del presente trabajo para las especificaciones del puente

de mayor tensión) pueden llegar a competir en valores de R_{ds_on} con el transistor de GaN seleccionado para el diseño del DAB. Sin embargo, el transistor de GaN proporciona unos valores de capacidad de C_{oss} y de Q_g mucho más bajos, por lo que proporcionará unas prestaciones en conmutación mucho más favorables, reduciendo las pérdidas de conmutación, que a frecuencias de 1MHz pueden llegar a ser predominantes, sobre todo en este puente ($v_i=150V$).

Tabla 5.3. Comparativa de transistores para el puente de menor tensión.

Transistor	V_{ds_max} (V)	I_{d_max} (A)	R_{ds_on} (m Ω)	C_{oss} (pF), $V_{ds}=20V$	Q_g (nC)
EPC2015 (GaN)	40	33	3,2	575	10,5
BSZ097N04LS (Si)	40	40	8,1	340	18
SiR418DP (Si)	40	40	4,15	371	50
SQJ412EP (Si)	40	32	3,5	630	80
AUIRF7738L2TR1 (Si)	40	35	1,2	1640	129
RJK0454 (Si)	40	40	3,9	620	25

En la Tabla 5.3 se observa que la tecnología de silicio en la actualidad puede llegar a competir en ciertos parámetros con los nuevos materiales de banda prohibida ancha sobre todo en aplicaciones de baja tensión. Se puede ver que existen transistores de silicio con mejores características en conducción y que podrían proporcionar mejores resultados que el transistor de GaN que se ha seleccionado. Sus características en conmutación son peores, pero en el puente de baja tensión, las pérdidas de conmutación teóricamente han de ser menores que las de conducción, por lo que los transistores de silicio pueden llegar a tener mejores prestaciones que el GaN.

Un vez seleccionados los semiconductores (EPC2012 para el puente de entrada y EPC2015 para el puente de salida) y conocidos los parámetros más importantes de éstos, se tratará de diseñar adecuadamente la inductancia de dispersión, que, como se ha comentado anteriormente, se diseñará tratando de maximizar el rendimiento. Se calculará con el objetivo de obtener ZVS para el valor de potencia nominal, sin mantener la conmutación suave para potencias menores. Por lo tanto, la energía almacenada en la inductancia en el momento de la conmutación deberá ser mayor que dos veces la energía almacenada en los condensadores del puente, para así poder descargar unos y cargar otros. Además, en un puente completo se tienen dos condensadores cargados y dos descargados tal como se explica en el Capítulo 4, lo que se traduce en que la energía de la inductancia de dispersión deberá ser 4 veces mayor que la energía almacenada en el condensador de salida de un transistor del puente [5.15], como se representa en la ecuación (5.2), deducida en el Capítulo 4.

$$E_{L_k} \geq 2 * 2 * E_{C_{oss}} \quad (5.2)$$

Recordando el desarrollo llevado a cabo en el Capítulo 4, la energía almacenada en la inductancia se puede aproximar por la ecuación (5.3), en la que se aproxima la corriente que circula por la inductancia en el momento de la conmutación por el valor medio de la corriente por la misma. De esta manera se obtiene un valor de inductancia de dispersión ligeramente mayor que el necesario, situando el diseño en un caso más desfavorable, para posteriormente poder favorecer la conmutación suave (sobre todo para potencias ligeramente inferiores a las máximas) variando la tensión de salida y aumentando el valor de la corriente por la inductancia de dispersión en el preciso instante de la conmutación del puente.

$$E_{L_k} = \frac{1}{2} L_k i_{L_k}^2 \approx \frac{1}{2} L_k \left(\frac{P}{V}\right)^2 . \quad (5.3)$$

La energía almacenada en el condensador de salida de un interruptor del puente completo se calcula con la siguiente ecuación:

$$E_{C_{oss}} = \frac{1}{2} C_{eq} V^2 . \quad (5.4)$$

Debido a que el valor de C_{oss} en un transistor depende de la tensión que soporta entre drenador y fuente, se debe calcular un valor equivalente (C_{eq}) que permita aproximar esa variación no lineal por un solo valor. La obtención de este valor se ha realizado de manera empírica usando un programa de simulación de circuitos electrónicos (en este caso LTSpice). Para ello se ha parametrizado la curva de C_{oss} en función de la tensión soportada, proporcionada por las hojas de características del fabricante, obteniendo una función que proporciona el valor de condensador en relación a la tensión soportada.

Se utiliza un condensador variable cuya capacidad sigue la función previamente calculada, y se compara su respuesta ante un cambio de tensión como el que ocurrirá en el DAB con la respuesta obtenida usando un condensador de un valor fijo (C_{eq}). Cuando las dos respuestas son suficientemente similares, se aproxima la variación no lineal de C_{oss} por ese valor fijo denominado C_{eq} , para de esta manera poder calcular la energía almacenada en el condensador de salida. El circuito utilizado para realizar la comparación es un sencillo circuito LC, que se presenta en la Figura 5.4. Cuando la tensión $V_{C_{oss}}$ y la tensión $V_{C_{eq}}$ evolucionan de manera similar ante escalones de la tensión, se considera que el condensador C_{eq} es equivalente al condensador parasito no lineal de salida del transistor, al menos para la aplicación concreta para la que se ha calculado.



Figura 5.4. Circuito usado para la obtención de un valor equivalente de condensador de salida de los transistores.

Utilizando la ecuación (5.5) se calcula el valor de inductancia de dispersión que permitirá conseguir ZVS para una determinada potencia. Como es lógico habrá que seleccionar la inductancia de dispersión que cumpla la ecuación (5.5) para los dos puentes que componen el DAB. En este caso al existir una gran diferencia de tensiones entre la entrada y la salida, es claro que el puente más restrictivo será el de entrada, que es el de mayor tensión y menor corriente.

$$\frac{1}{2} L_k \left(\frac{P}{V}\right)^2 \geq 4 * \frac{1}{2} C_{eq} V^2 \rightarrow L_k \geq \frac{4 C_{eq} V_i^2}{\left(\frac{P}{V_i}\right)^2} \quad (5.5)$$

Siguiendo el procedimiento detallado, el valor obtenido del C_{eq} para el transistor de GaN seleccionado para el puente de entrada (EPC2012) es 82pF. Usando la ecuación (5.5) se obtiene una inductancia de dispersión para una potencia de 100W y una tensión de 150V igual a 16.6μH.

Tanto la inductancia de dispersión como el transformador se han construido con material ferromagnético tipo L suministrado por la empresa Magnetics [5.16] y con un núcleo 0L42020UG. Este material está específicamente diseñado para tener bajas pérdidas a altas frecuencias (con una frecuencia máxima de operación de 3MHz). El transformador se ha diseñado con 24 vueltas de hilo *Litz* para el primario y 2 vueltas de placa de cobre para el secundario. Se ha realizado un entrelazado entre el primario y el secundario para reducir la inductancia de dispersión del transformador y elementos parásitos del mismo que puedan afectar al funcionamiento del DAB. En la Figura 5.5 se muestra un diagrama explicativo del entrelazado realizado junto al esquemático del núcleo utilizado.

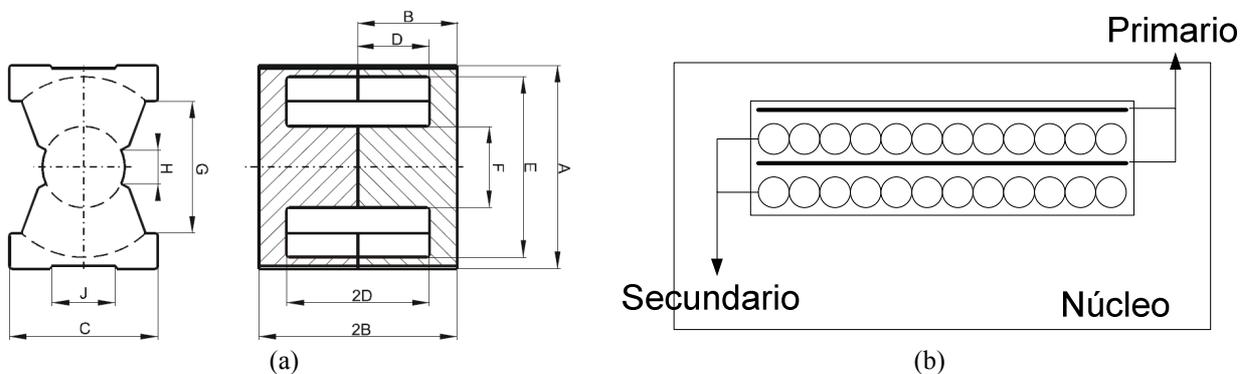


Figura 5.5. (a) Esquemático del núcleo para la construcción del transformador y de la inductancia de dispersión (0L42020UG). (b) Distribución del primario y secundario del transformador en el área de ventana.

La relación de transformación del transformador es de 12:1, que para un valor nominal de las tensiones de entrada y salida, de 150V y 12V respectivamente, proporciona el valor de M mostrado en la ecuación (3.11). Con valores de M menores de la unidad, como se ha indicado en el capítulo 3, se favorece el mantenimiento de ZVS en el puente de entrada, que en este caso es el puente que perderá la conmutación suave para potencias mayores. Para ampliar el rango de ZVS del puente de entrada se puede reducir aún más el valor de M disminuyendo el valor de la tensión de salida.

$$M = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{12}{150 \cdot 1/12} = 0.96. \quad (5.6)$$

Dado que el transformador construido presentó una inductancia de dispersión de $1.8\mu\text{H}$, ha sido necesario construir una bobina adicional de $15\mu\text{H}$ para conseguir la inductancia de dispersión total necesaria que se había calculado. La inductancia de dispersión se diseña y construye con el mismo hilo *Litz* y el mismo núcleo que el usado para el transformador. En la Figura 5.6 se muestra una fotografía del convertidor diseñado y construido donde se observa con claridad el transformador y la inductancia de dispersión.

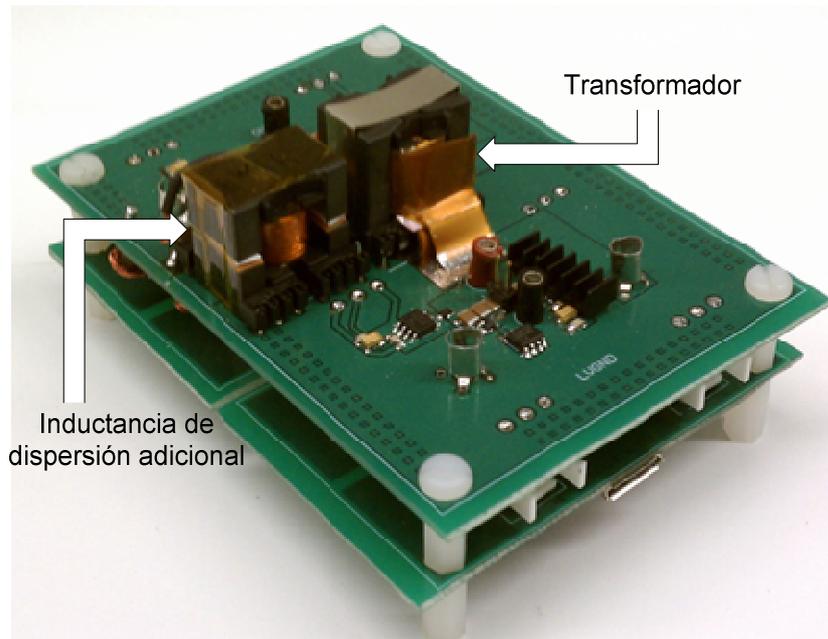


Figura 5.6. Fotografía del convertidor DAB diseñado y construido con transistores de GaN. EPC2012 en el puente de alta y EPC2015 en el puente de baja.

5.2.5 RESULTADOS EXPERIMENTALES

En la Figura 5.7 se muestran las principales formas de onda del prototipo, manejando una potencia de salida de aproximadamente 100W. Se puede observar que el desfase existente entre

ambos puentes, reflejado en la corriente de la inductancia de dispersión, es prácticamente igual al tiempo necesario para realizar la descarga de la energía almacenada en los condensadores parásitos de salida de los transistores del puente de entrada. De esta manera se consigue ZVS y reducción en las pérdidas de conmutación, a la vez que se consigue reducir las pérdidas de conducción, gracias a la disminución del valor eficaz de la corriente, al tener un desfase pequeño. El rendimiento conseguido ha sido casi del 94%

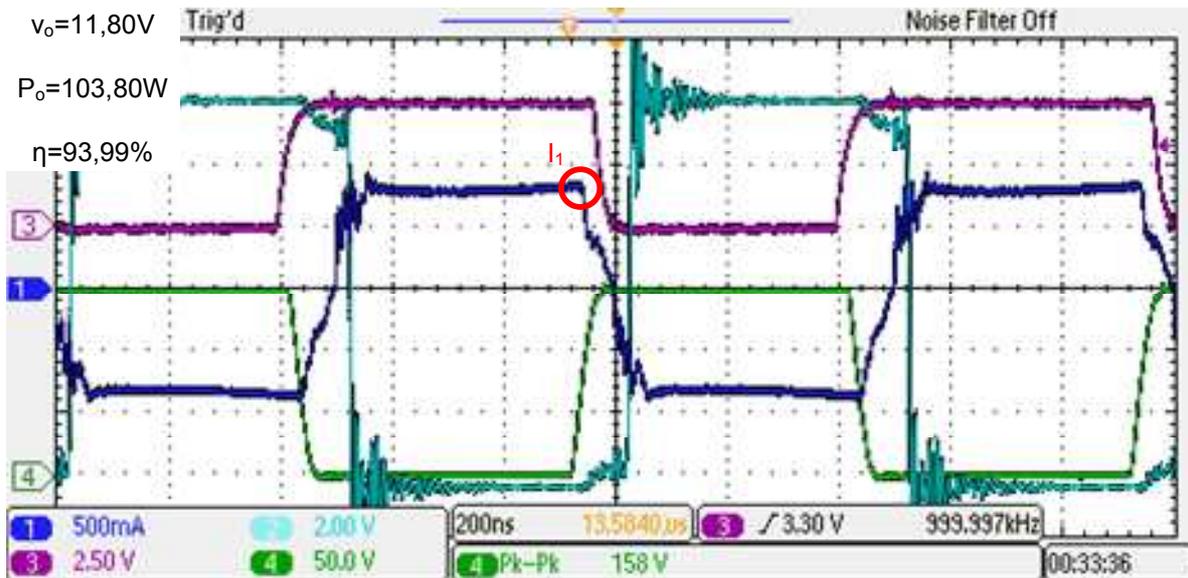


Figura 5.7. Formas de onda de operación en condiciones nominales. En azul oscuro se muestra la corriente por la inductancia de dispersión y en verde la tensión en uno de los transistores del puente de entrada.

Si se desea operar a menor potencia que la potencia nominal, pero manteniendo la tensión de salida nominal (12V), la conmutación suave se perderá y el rendimiento disminuye considerablemente. Sin embargo, es posible disminuir la tensión de salida para conseguir mantener ZVS y así conseguir que el rendimiento no caiga. En la Figura 5.8, se muestran las formas de onda de operación cuando la potencia de salida es aproximadamente 70W y la tensión de salida se ha disminuido a 11,03V para mantener ZVS. El rendimiento no sólo no ha bajado, sino que es aún mayor (95,01%) que en el caso de manejar 100W (93,99%). Se observa que gracias a la disminución de la tensión de salida la corriente por la inductancia de dispersión en el instante de la conmutación del puente de entrada (I_1) es prácticamente la misma que cuando se debían procesar 100W. Además de conseguir mantener ZVS, el manejo de menos potencia permite el uso de menores desfases, y por lo tanto de menores corrientes reactivas, redundando todo ello en un pequeño aumento del rendimiento.

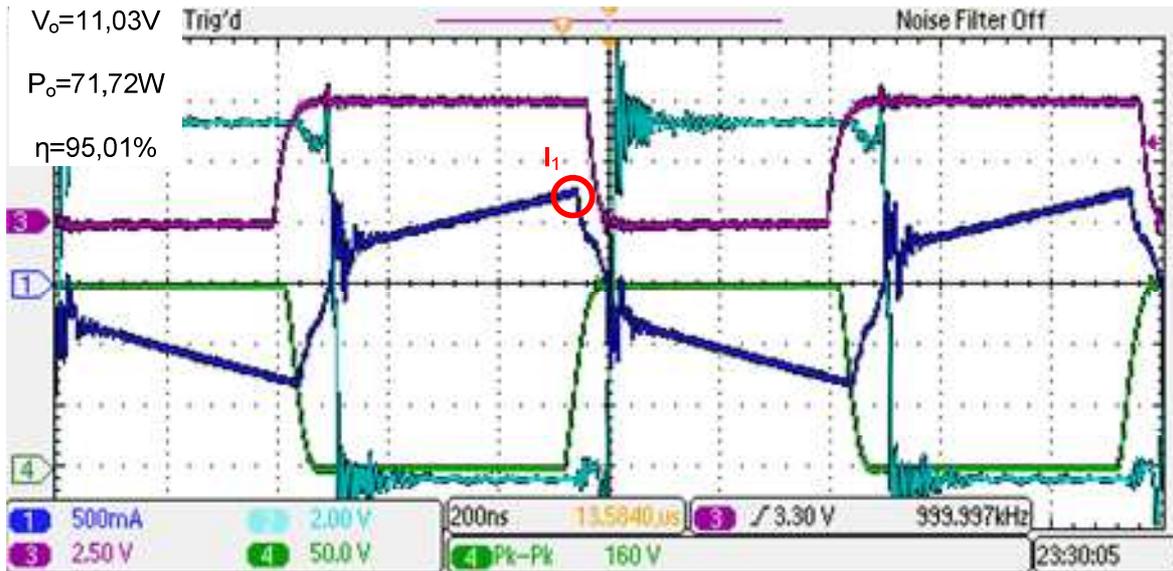


Figura 5.8. Formas de onda de operación para una potencia de salida de 70W. En azul oscuro se muestra la corriente por la inductancia de dispersión y en verde la tensión en uno de los transistores del puente de entrada.

Los beneficios del descenso de la tensión de salida se pueden aprovechar incluso para potencias más cercanas a las potencias máximas, obteniendo mejores rendimientos. En la Figura 5.9 se presentan las mismas formas de onda que en los casos anteriores. En este caso, manejando una potencia de salida de 86W, se puede observar como el valor de la corriente I_1 , ha subido respecto a la que tenía en el caso de manejar 100W. Este incremento de corriente hace que la descarga de los condensadores parásitos de salida de los transistores del puente sea más rápida y por tanto se permite realizar una conmutación suave en menos tiempo.

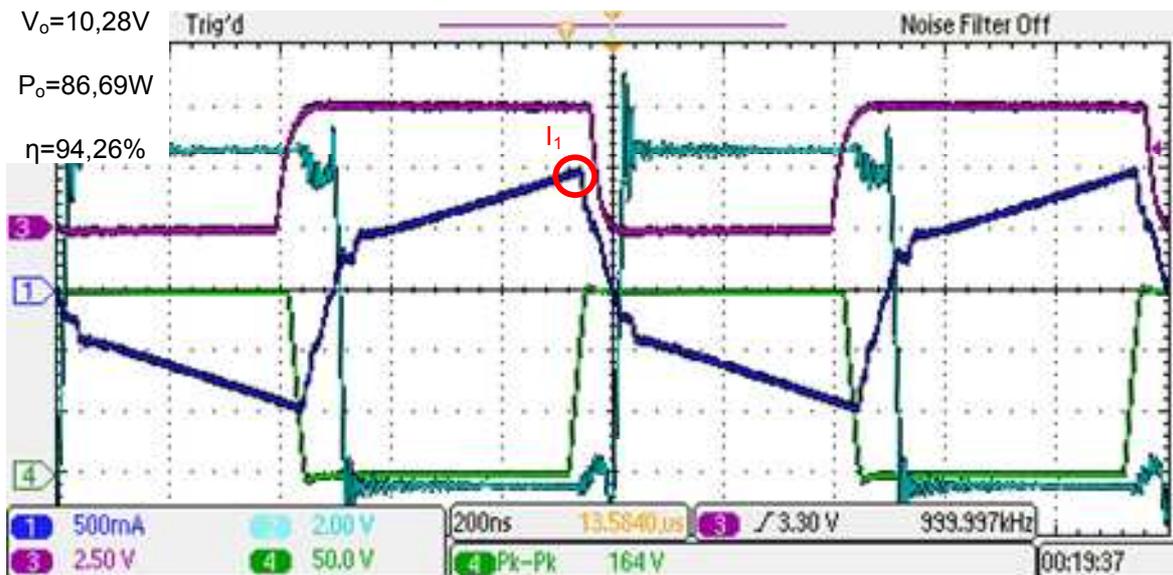


Figura 5.9. Formas de onda de operación para una potencia de salida de 86W. En azul oscuro se muestra la corriente por la inductancia de dispersión y en verde la tensión en uno de los transistores del puente de entrada.

Por último, en la Figura 5.10 se presenta una gráfica con rendimientos medidos a distintas potencias de salida. Para aumentar el rendimiento, cuando las potencias eran menores de 100W, se han variado las tensiones de salida hasta un valor mínimo de 10,5V. Para cada valor de potencia se han realizado medidas de rendimiento con diferentes tensiones de salida y se ha recogido en la gráfica las mediciones en las que se han obtenido los mejores rendimientos. Se observa como al reducir la tensión de salida se consigue mantener e incluso aumentar el rendimiento, aunque la potencia disminuya.

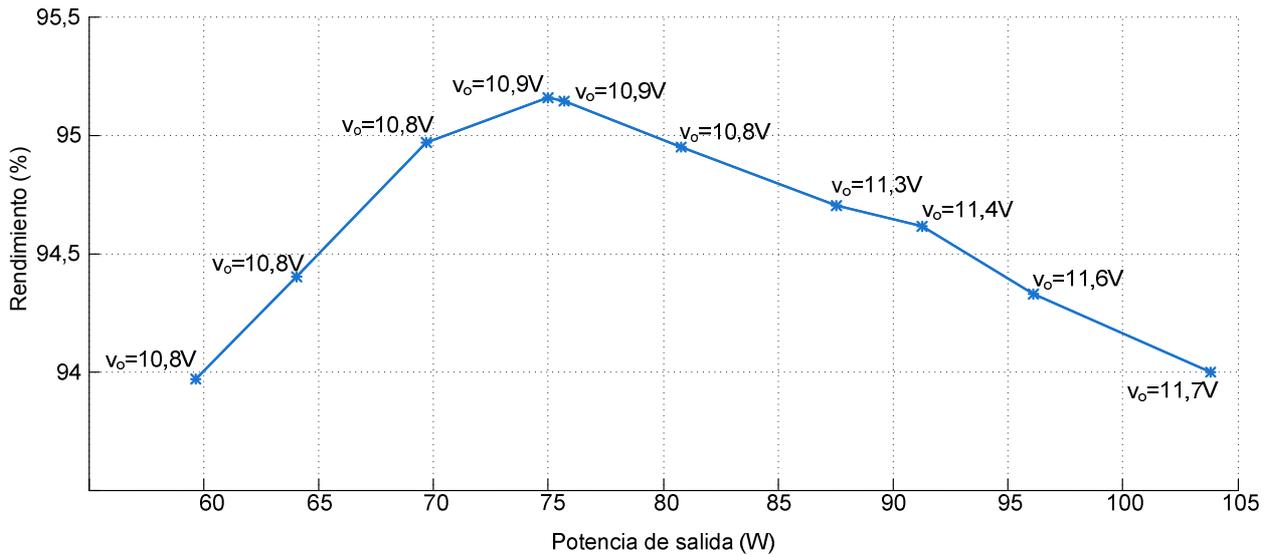


Figura 5.10. Rendimientos del DAB de GaN para distintas potencias.

5.2.6 CONCLUSIONES

En este apartado se ha presentado el diseño de un DAB con unas especificaciones particulares que han permitido la utilización de transistores de GaN. En este caso, gracias a la utilización de este tipo de transistores se ha posibilitado el aumento de la frecuencia de conmutación y, por lo tanto, la reducción del tamaño de los elementos reactivos que componen el DAB de una manera considerable. Como se ha indicado, en la actualidad es difícil adquirir comercialmente dispositivos de GaN y no existe una amplia variedad de los mismos en relación a tensiones y corrientes soportadas. Por estos motivos, es complicado conseguir unos dispositivos optimizados para una aplicación concreta. No obstante, se ha demostrado como los dispositivos de potencia de GaN proporcionan unos buenos resultados de rendimiento incluso a una frecuencia elevada.

Teniendo en cuenta las tensiones que se han utilizado debido a la limitación impuesta por los transistores de GaN disponibles en el mercado en la actualidad (200V), es muy probable que existan dispositivos de silicio comerciales con los que se hubieran obtenido resultados igual de

satisfactorios o incluso mejores, gracias a la amplia gama existente de los mismos y a su optimización a lo largo de los años. Sin embargo, en un futuro próximo se prevé que existan dispositivos de GaN que puedan soportar tensiones mayores (600V) y es de esperar que en estos casos sus características de conmutación sean significativamente mejores que las de los transistores de silicio, posibilitando la obtención de rendimientos más elevados que los obtenidos con dispositivos de silicio, especialmente para elevadas frecuencias de conmutación.

5.3 DAB CON SEMICONDUCTORES DE SiC

5.3.1 SEMICONDUCTORES DE SiC

Como se ha comentado anteriormente, recientes descubrimientos han puesto de manifiesto que el SiC es un material semiconductor muy prometedor especialmente para la implementación de dispositivos electrónicos de potencia operando a altas temperaturas, elevada potencia y altas frecuencias. El interés comercial en el SiC se ha incrementado últimamente debido a la disponibilidad de obleas de SiC de alta calidad y a los avances generales en las técnicas de fabricación de materiales. Algunas de las posibles aplicaciones en las que el SiC es un posible candidato para reemplazar al silicio en la electrónica de potencia en un futuro próximo se centran en motores de turbina avanzados, sistemas de propulsión, electrónica de automóvil y aeroespacial o transformadores de estado sólido [5.17], [5.18]. Propiedades tales como un elevado campo eléctrico de ruptura, elevada velocidad de saturación de los electrones, pequeña constante dieléctrica, una movilidad de los electrones razonablemente elevada así como una elevada conductividad térmica hacen del SiC un atractivo candidato para la fabricación de dispositivos electrónicos con reducidas pérdidas y tamaño mínimo.

En la electrónica de potencia, el gran ancho de banda prohibida del SiC se traduce en alto valor del campo eléctrico soportado. Este alto valor del campo eléctrico permite el diseño de dispositivos que tienen una pequeña resistencia serie y reducidos valores de condensadores parásitos y aun así pueden soportar altas tensiones. La conductividad en ambientes con elevada temperatura y el alto valor del campo eléctrico de ruptura sugiere también una mayor capacidad de integración y por tanto mayor densidad de encapsulado, consiguiendo así una mejora en la capacidad de manejo de potencia de estos dispositivos.

5.3.2 DISPOSITIVOS DE SiC DISPONIBLES EN EL MERCADO

Hace más de diez años que existen comercialmente disponibles diodos *Schottky* de SiC. Estos dispositivos se han ido añadiendo paulatinamente en los convertidores de alta tensión, sustituyendo a los diodos de silicio, para mejorar el rendimiento de los convertidores, sobre todo debido a su prácticamente inexistente corriente de recuperación inversa [5.19]-[5.21]. Sin embargo la disponibilidad de transistores de SiC ha sido muy distinta, apareciendo en el mercado en los últimos años. En el momento de escritura de este trabajo, las empresas que proporcionan transistores de SiC comercialmente son Rohm (Japón), Cree (EE.UU.), GeneSiC (EE.UU.) y Semisouth (EE.UU.). Existen otras empresas que proponen la construcción de dispositivos a medida, pero no facilitan el acceso a los mismos de una manera sencilla y comercial. Los dispositivos comerciales tienen unas especificaciones de control parecidas a los interruptores de silicio masivamente usados en la actualidad, aunque en ningún caso idénticas, no permitiendo la sustitución directa de los mismos, y haciéndose necesarias ciertas modificaciones en los circuitos de mando (*drivers*) para el correcto manejo de estos nuevos dispositivos de SiC.

En la actualidad existen varias tecnologías y configuraciones de transistores basadas en SiC: MOSFETs (de fabricantes como Cree o Rohm), JFETs, normalmente cerrados y normalmente abiertos (de fabricantes como SemiSouth o Infineon), *Bipolar Junction Transistors* (BJTs) (de fabricantes como GeneSiC) y cascos (de fabricantes como Infineon). Las características de algunos transistores de SiC disponibles en el mercado se recogen en la Tabla 5.4. Los más extendidos en la literatura son los JFETs normalmente cerrados (más comúnmente denominados por su nomenclatura inglesa *normally-on*, es decir tienen el canal creado y por tanto si no se aplica tensión en su puerta dejan pasar la corriente) y los cascos, debido sobre todo a los buenos resultados que proporcionan. Los primeros tienen la desventaja de necesitar nuevos drivers [5.22]-[5.24] que proporcionen tensiones negativas para evitar su conducción. Además, debido a su característica como dispositivo normalmente cerrado, es preciso incorporar nuevas soluciones para reemplazar a los dispositivos habituales de silicio (circuitos de arranque, protecciones, etc) [5.25]-[5.26].

Mediante la configuración en cascodo es posible convertir un dispositivo normalmente cerrado en uno normalmente abierto sin más que añadir en serie un MOSFET de silicio de baja tensión con el que se controlará la apertura y cierre del interruptor. El precio a pagar en esta configuración es el aumento de la resistencia de conducción en el interruptor principal, aunque este aumento no es muy grande, debido a que el MOSFET añadido es de baja tensión (la tensión

la soportará el JFET). La configuración en cascodo es bien conocida y ha sido usada y estudiada profundamente [5.27]-[5.29] durante mucho tiempo, aunque su uso no estaba demasiado extendido. Sin embargo, la aparición de los nuevos dispositivos de SiC ha recuperado su uso debido a que hace posible aprovechar las ventajas de las velocidades de conmutación del SiC manteniendo un driver comercial y muy extendido (por su uso con dispositivos de silicio) para su control.

Tabla 5.4. Características más relevantes de distintos transistores de SiC de ejemplo.

	N-on SiC JFET (SJDP120R085)		SiC MOSFET (CMF10120D)		SiC MOSFET (SCT2080KE)	
Fabricante	SemiSouth		Cree		Rohm	
$V_{DS\ max}$ (V)	1200		1200		1200	
$I_{D\ max}$ (A)	27		24		35	
R_{DSon_max} (m Ω)	85		220		117	
$V_{GS\ max}/V_{GS\ th}$ (V)	+15, -15 / -5		+25, -5 / 4		+22, -6 / 4	
C_{iss} (pF)	255	@	928	@	2080	@
C_{oss} (pF)	80	$V_{DS}=100V$	63	$V_{DS}=800V$	77	$V_{DS}=800V$
C_{rss} (pF)	80	$f=1MHz$	7.45	$f=1MHz$	16	$f=1MHz$

5.3.3 CAMPO DE APLICACIÓN DE UN DAB DE SiC

Las mencionadas ventajas de los dispositivos de potencia basados en SiC, hacen que estos sean muy apropiados para su utilización en fuentes conmutadas de niveles de tensión por encima de 600V. Como se ha comentado en el Capítulo 4, existe una limitación tecnológica en los interruptores controlados de silicio en relación a la máxima tensión que pueden soportar. Para tensiones menores de 600V a soportar por el interruptor está muy extendido el uso de MOSFETs de silicio. Sin embargo para tensiones mayores, la cantidad y calidad de los MOSFETs decae bruscamente, siendo muy habitual el uso de IGBTs, haciéndose necesaria una frecuencia de conmutación más baja. Con la aparición de interruptores de SiC, se abre un nuevo abanico de dispositivos capaces de soportar más de 600V (generalmente 1200V) y con unas excelentes características en conmutación. Actualmente existen distintos interruptores de SiC disponibles comercialmente, pudiéndose adquirir fácilmente (aunque a un coste más elevado) MOSFETs y JFETs de SiC.

La posibilidad de utilizar dispositivos con unas excelentes prestaciones en conmutación y capaces de soportar mayores tensiones, permite dar un paso adelante en el diseño de convertidores como el DAB. Incorporando los dispositivos de SiC comercialmente disponibles en la actualidad se puede elevar la tensión del bus de alta tensión hasta valores cercanos a los 1000V sin necesidad de reducir la frecuencia de conmutación y sin una reducción significativa del rango

de ZVS. Por supuesto, para niveles de tensión aún mayores, la importancia del funcionamiento con ZVS es clave y por ello las bajas capacidades parásitas presentes en los dispositivos de SiC son fundamentales para permitir ampliar el rango de trabajo con ZVS.

Las razones citadas anteriormente son las que hacen considerar de gran interés la incorporación de este tipo de dispositivos en un DAB. Por esta razón, se propondrá en el siguiente apartado el diseño de un DAB con dispositivos de SiC. Inicialmente se propone la sustitución de los interruptores de silicio por otros de SiC en un DAB con unas especificaciones definidas a partir de los límites propios de los interruptores de silicio, para poder observar posibles ventajas como su mejor conmutación y sus menores resistencias en conducción. Sin embargo, el objetivo final es el desarrollo de un DAB con unas especificaciones de tensión y frecuencia más elevadas, en las que el uso de dispositivos de silicio fuera prácticamente imposible, y comprobar si la incorporación de SiC permite obtener buenos resultados con esas especificaciones.

Para realizar una prueba de concepto sobre las posibilidades del DAB con transistores de SiC a una tensión y una frecuencia de conmutación mayores se desarrollará un prototipo con las siguientes especificaciones:

- Tensión de entrada (v_i): 48V.
- Tensión de salida (v_o): 600V.
- Potencia máxima (P_{max}): 1000W.
- Frecuencia de conmutación (f_s): 200kHz.

Se ha mantenido la tensión de entrada en el mismo valor que las pruebas realizadas con el DAB de silicio de capítulos anteriores. De hecho, en el puente de entrada se mantienen los dispositivos de silicio. La tensión de salida se podría haber elevado aun más, ya que los dispositivos de SiC accesibles en el mercado soportan tensiones de 1200V. Sin embargo, debido a las limitaciones del equipamiento y material disponible, se ha optado por las anteriores especificaciones.

5.3.4 PROPUESTA DE DISEÑO DE UN DAB CON SiC

Para realizar un nuevo diseño de un DAB que cumpla con las especificaciones previamente presentadas, además de modificar los transistores del puente de alta tensión, introduciendo transistores de SiC, también se deberán rediseñar y construir nuevos elementos magnéticos. Por

un lado, el transformador a utilizar (variando su relación de transformación) y por otro lado, la inductancia de dispersión adicional. Además, debido a la variación de la frecuencia de conmutación también se producirán modificaciones en su construcción, como el máximo grosor del cable a utilizar, para evitar el efecto *skin*. En relación al material magnético, se mantendrá el mismo que el utilizado para 100kHz, ya que el 3F3 aun mantiene unas buenas propiedades a 200kHz.

El diseño propuesto será el apropiado para aumentar el rango de ZVS lo máximo posible, es decir se seleccionará la inductancia de dispersión para manejar la potencia máxima ($P_{max}=1kW$) con el máximo desfase ($d=0,35$). En este caso es especialmente importante mantener ZVS, ya que al subir la tensión de salida y la frecuencia, la pérdida de ZVS implicaría aun más pérdidas. El aumento de la tensión de salida hace necesario un cambio en la relación de transformación del transformador, pasando a ser de 1 a 12. Por su parte, al doblar la frecuencia de conmutación, usando el máximo desfase, se consigue manejar la potencia máxima con la mitad de la inductancia de dispersión, pasando ésta a tener un valor de $L_k=1,31\mu H$.

Como se ha comentado anteriormente, los semiconductores a utilizar, para el puente de baja tensión serán los mismos que los utilizados para el prototipo construido completamente en Si, ya que las especificaciones del puente de baja tensión son exactamente las mismas. Sin embargo con respecto al puente de alta tensión se deberán seleccionar los transistores de SiC más adecuados. En el diseño propuesto se ha optado por la configuración cascodo.

Como se observa en la Figura 5.11, en el caso de usar una configuración en cascodo, compuesta por un MOSFET de silicio de baja tensión y un JFET normalmente cerrado de SiC de alta tensión, no se necesita un *driver* especial, ya que el dispositivo a controlar será el MOSFET de Si. Por tanto, para controlar esta configuración se usará un *driver* estándar de Intersil (EL7156). De esta manera, podemos usar los circuitos de control aislados presentados en el Capítulo 4 para manejar el MOSFET que controla el cascodo. En la Tabla 5.5, se muestran las características de los dispositivos utilizados para conformar el cascodo (MOSFET de silicio y JFET de SiC).

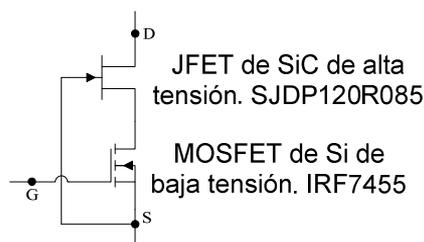


Figura 5.11. Cascodo compuesto por un MOSFET de silicio y un JFET normalmente cerrado de SiC.

Tabla 5.5. Características más relevantes de los dispositivos utilizados para la composición del cascodeo.

	Si MOSFET (IRF7455)		N-on SiC JFET (SJD120R085)	
Fabricante	International Rectifier		SemiSouth	
$V_{DS\ max}$ (V)	30		1200	
$I_{D\ max}$ (A)	15		27	
$R_{DSon\ max}$ (m Ω)	7.5		85	
$V_{GS\ max}/V_{GS\ th}$ (V)	+12, -12 / 2		+15, -15 / -5	
C_{iss} (pF)	3480	@	255	@
C_{oss} (pF)	870	$V_{DS}=25V$	80	$V_{DS}=100V$
C_{rss} (pF)	100	$f=1MHz$	80	$f=1MHz$

Inicialmente, antes de construir el nuevo prototipo del DAB con SiC, se han probado los dispositivos de SiC en la configuración en cascodeo, como puente de salida del prototipo de DAB construido anteriormente con MOSFET de silicio y con las especificaciones presentadas en el Capítulo 3 y 4, es decir manteniendo la tensión de salida en 400V y la frecuencia de conmutación en 100kHz. Es obvio pensar que la comparativa no es demasiado justa, ya que existe una amplia gama de MOSFET de silicio en el mercado, mientras que sólo existe una muy escasa gama de JFETs de SiC, y, por supuesto, no son los más óptimos para la anterior especificación. Es decir, no se están aprovechando las ventajas de los dispositivos de SiC. Sin embargo, es interesante observar que gracias a la utilización del cascodeo se consigue la sustitución directa de los interruptores de silicio por interruptores de SiC en un convertidor conmutado existente. En la Figura 5.12 se muestran las formas de onda de funcionamiento para el DAB en el que sólo se han sustituido los interruptores del puente de alta tensión. Como se puede observar, las formas de onda son muy similares a las obtenidas con los transistores de silicio, como era de esperar. Además en la Figura 5.13 se muestra una curva de rendimiento en la que se puede observar que el DAB con el puente de alta tensión compuesto de cascodeos con los JFETs de SiC proporciona un rendimiento mayor que el DAB con MOSFETs de silicio para la mayoría de las potencias de operación. La razón principal son las mejores características dinámicas y estáticas del cascodeo en comparación con los MOSFETs de silicio.

Como se ha comentado previamente, una de las mayores ventajas de los dispositivos de potencia de SiC es su capacidad de soportar tensiones elevadas. Es por eso que en la especificación indicada anteriormente se cambió la tensión de salida del puente de alta tensión, pasando de 400V a 600V. Además, gracias a las menores capacidades parásitas que poseen estos dispositivos, es posible aumentar su frecuencia de conmutación, sin elevar drásticamente las pérdidas de conmutación. Por este motivo, y con el objetivo de verificar esta posibilidad se ha probado a aumentar la frecuencia de conmutación de 100kHz hasta 200kHz. Por supuesto, al aumentar la frecuencia de conmutación, se debe reducir la inductancia de dispersión para manejar la misma potencia máxima con el desfase máximo seleccionado (0,35). Al reducir la inductancia

de dispersión, la potencia para la que se perderá ZVS será mayor, y por lo tanto el rango de operación con ZVS menor. La gran ventaja de aumentar la frecuencia de conmutación y disminuir el tamaño de los magnéticos choca en este caso con el aumento del rango de operación con ZVS, por lo que se debe llegar a una frecuencia de compromiso que vendrá impuesta por las especificaciones de trabajo del convertidor en cuestión. Con esta prueba, sólo se desea verificar el correcto funcionamiento a una frecuencia más elevada, en ningún caso buscar el diseño del DAB óptimo.

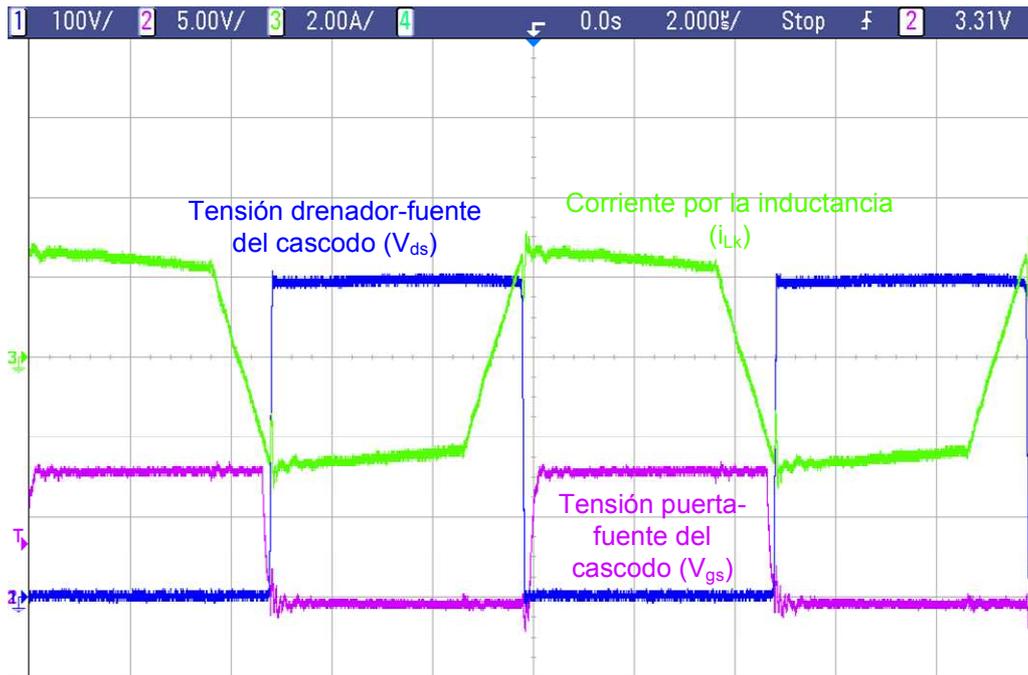


Figura 5.12. Formas de onda más relevantes del DAB con el puente de alta tensión diseñado con cascodos de SiC.

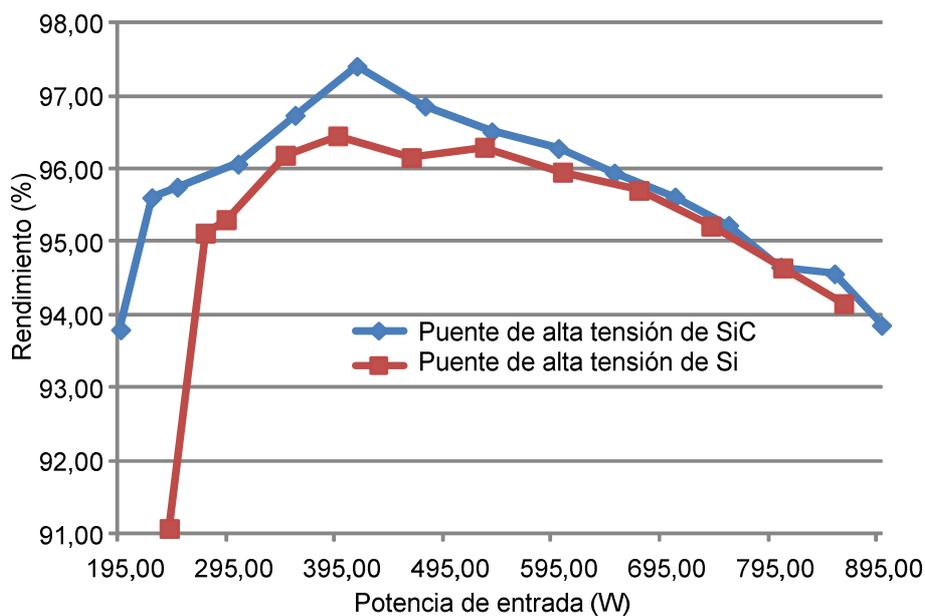


Figura 5.13. Comparativa de rendimiento entre un DAB con el puente de alta tensión de silicio o de SiC.

En la Figura 5.14 se muestra el rendimiento obtenido para el DAB con una tensión de entrada de 48V y una tensión de salida de 600V para dos frecuencias distintas. Se puede observar que para una frecuencia de conmutación de 200kHz, la inductancia de dispersión necesaria para manejar la potencia máxima con el desfase máximo es relativamente pequeña y por lo tanto la pérdida de ZVS se produce para una potencia elevada (un poco mayor de 500W). También se han hecho pruebas a una frecuencia intermedia (166kHz) donde se puede observar un comportamiento muy similar y una pérdida de ZVS a una potencia un poco menor gracias al uso de una inductancia de dispersión ligeramente mayor ($L_k=1,5\mu\text{H}$). Se observa claramente en ambas curvas que el rendimiento aumenta al reducir el desfase, y por tanto la potencia, hasta llegar al punto en el que las condiciones de ZVS se pierden y el rendimiento cae bruscamente. También se puede observar como al aumentar la frecuencia, el rendimiento cae ligeramente, ya que la operación con ZVS reduce las pérdidas de conmutación pero no las elimina por completo.

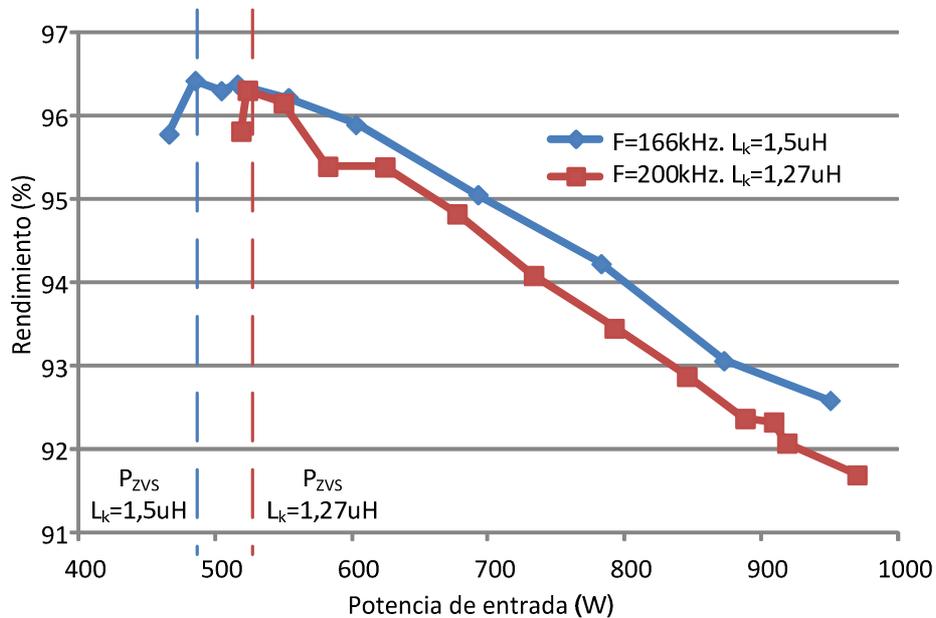


Figura 5.14. Rendimiento de un DAB con el puente de alta tensión (600V) de SiC conmutando a 166kHz y 200kHz.

En la Figura 5.15 se muestran formas de onda de operación del DAB para las dos frecuencias de conmutación comentadas anteriormente y para potencias cercanas a plena carga. Se muestra la tensión drenador-fuente (V_{ds}) de uno de los cuatro cascodos del puente de alta tensión, donde se puede observar que la tensión de bus es de 600V. Además se puede ver la corriente por la inductancia de dispersión (i_{Lk}) y la tensión puerta-fuente (V_{gs}) del MOSFET de silicio que compone el cascodo.

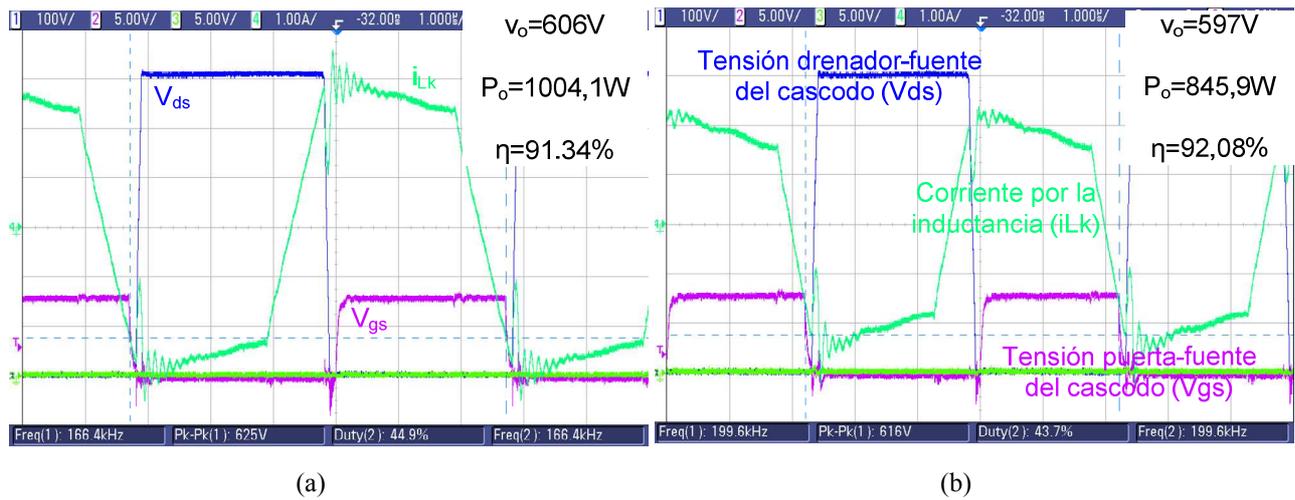


Figura 5.15. Formas de onda de operación cercana a plena carga del DAB. (a) 166kHz, (b) 200kHz.

5.3.5 CONCLUSIONES

Al igual que en el caso de los dispositivos de GaN, la incorporación de dispositivos de gran ancho de banda prohibida, en este caso de SiC, permite una mejora tecnológica en las configuraciones de convertidores conmutados existentes en la actualidad y diseñados generalmente con semiconductores de silicio. Actualmente, existe una escasa variedad de transistores de SiC, lo que puede retrasar su introducción en ciertas aplicaciones, donde sus características no permitan su uso de una manera óptima. Sin embargo, se ha demostrado que su incorporación en un convertidor de ejemplo, como es el DAB, permite un aumento de la frecuencia de conmutación y de la tensión con unos resultados que no se podrían obtener con dispositivos de silicio.

En el ejemplo mostrado, con el uso de un dispositivo cascode con el JFET de SiC, se ha podido realizar una sustitución directa de los MOSFETs de silicio. En muchas aplicaciones, para poder extraer todas las ventajas de los dispositivos de SiC serán necesarios cambios en las topologías de los convertidores, lo que abrirá una importante vía de investigación a la comunidad científica trabajando en electrónica de potencia.

BIBLIOGRAFÍA CAPÍTULO 5

- [5.1] Ministerio de defensa, “Tecnología de semiconductores GaN y SiC”. Monografías del Sistema de Observación y Prospectiva Tecnológica (SOPT). Febrero 2011.
- [5.2] Cooper, J. A.; Agarwal, A., “SiC power-switching devices. The second electronics revolution?”. Proceedings of the IEEE, vol. 90-6, p. 956-968. Junio 2002.
- [5.3] Elasser, A.; Chow, P., “Silicon carbide benefits and advantages for power electronics circuits and systems”. Proceedings of the IEEE, vol. 90-6, p. 969-986. Junio 2002
- [5.4] Millán, J., “Wide band-gap power semiconductor devices”. IET Circuits Devices and Systems, vol. 1-5, p. 372-379. 2007.
- [5.5] Baliga, B.J., “Semiconductors for high-voltage, vertical channel field-effect transistors”. Journal of Applied Physics, 53, p1759-1764. 1982.
- [5.6] Drozdovski, N.; Caverly, R., “Gan-based high electron-mobility transistors for microwave and RF control applications”. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, p. 4 –8. Enero 2002.
- [5.7] Delaine, J.; Jeannin, P.; Frey, D.; Guepratte, K., “Improvement of GaN transistors working conditions to increase efficiency of a 100W DC-DC converter”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p. 656-663. Marzo 2013.
- [5.8] Wang, Y.; Kim, W.; Zhang, Z.; Calata, J.; D.T Ngo, K., “Experience with 1 to 3 Megahertz Power Conversion Using eGaN FETs”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p. 532-539. Marzo 2013.
- [5.9] Página web del fabricante EPC. <http://epc-co.com/epc/>.
- [5.10] Wu, Y., “Paralleling high-speed gan power hemts for quadrupled power output”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p. 211-214. Marzo 2013.
- [5.11] Pratt, A.; Kumar, P.; Aldridge, T.V., “Evaluation of 400V DC distribution in telco and data centers to improve energy efficiency”. International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), p. 32-39. Septiembre 2007.

- [5.12] Miftakhutdinov, R.; Sheng, L.; Liang, J.; Wiggernhorn, J.; Huang, H., “Advanced control circuit for intermediate bus converter”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p.1515-1521. Febrero 2008.
- [5.13] Ren, Y.; Xu, M.; Sun, J.; Lee, F.C., “A family of high power density unregulated bus converters”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20-5, p. 1045-1054. Septiembre 2005.
- [5.14] Costinett, D.; Nguyen, H.; Zane, R.; Maksimovic, D., “GaN-FET based dual active bridge DC-DC converter”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p. 1425-1432. Marzo 2011.
- [5.15] Naayagi, R.T.; Forsyth, A.J.; Shuttleworth, R., “Performance analysis of DAB DC-DC converter under zero voltage switching”. International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES), p. 56-61. Enero 2011.
- [5.16] Página web del fabricante Magnetics: <http://www.mag-inc.com/>. Características del material: <http://www.mag-inc.com/products/ferrite-cores/Ferrite-Material--L-Material>
- [5.17] Friedli, T.; Round, S. D.; Hassler, D.; Kolar, J. W., “Design and performance of a 200-kHz all-SiC JFET current dc-link back-to-back converter”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45-5, p. 1868-1878. Septiembre - Octubre 2009.
- [5.18] Qingchun, Z.; Callanan, R.; Das, M. K.; Sei-Hyung, R.; Agarwal, V.; Palmour, J. W., “SiC power devices for microgrids”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25-12, p. 2889-2896. Diciembre 2010.
- [5.19] Elasser, A.; Kheraluwala, M. H.; Ghezzi, M.; Steigerwald, R. L.; Evers, N. A.; Kretchmer, J.; Chow, T. P., “A comparative evaluation of new silicon carbide diodes and state-of-the-art silicon diodes for power electronic applications”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39-4, p. 915- 921. Julio - Agosto 2003.
- [5.20] Spiazzi, G.; Buso, S.; Citron, M.; Corradin, M.; Pierobon, R., “Performance evaluation of a Schottky SiC power diode in a boost PFC application”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18-6, p. 1249- 1253. Noviembre 2003.
- [5.21] Hernando, M. M.; Fernandez, A.; Garcia, J.; Lamar, D. G.; Rascon, M., “Comparing Si and SiC diode performance in commercial AC-to-DC rectifiers with power-factor correction”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53-2, p. 705- 707. Abril 2006.

- [5.22] Nota de aplicación AN-SS1, “SiC enhancement-mode junction field effect transistor & recommendations for use”, SemiSouth.
- [5.23] Mino, K.; Herold, S.; Kolar, J. W., “A gate drive circuit for silicon carbide JFET”, Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, vol. 2, p. 1162-1166. Noviembre 2003.
- [5.24] Round, S.; Heldwein, M.; Kolar, J. W.; Hofsjager, I.; Friedrichs, P., “A SiC JFET driver for a 5 kW, 150 kHz three-phase PWM converter”, IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, vol. 1, p. 410-416. Octubre 2005.
- [5.25] Rixin, L.; Fei, W.; Burgos, R.; Boroyevich, D.; Di, Z.; Puqi, N., “A shoot-through protection scheme for converters built with SiC JFETs”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46-6, p. 2495-2500. Noviembre - Diciembre 2010.
- [5.26] C. Bernal, C.; Gaudo, P.M.; Gallego, A.; Otin, A.; Burdio, J.M., “Half-bridge resonant inverter for domestic induction heating based on silicon carbide technology”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p. 2218-2222. Febrero 2012.
- [5.27] Mihaila, A.; Udrea, F.; Azar, R.; Brezeanu, G., “Analysis of static and dynamic behaviour of SiC and Si devices connected in cascode configuration”. Semiconductor Conference (CAS), vol. 2, p. 333-336. Octubre 2001.
- [5.28] Siemieniec, R.; Nöbauer, G.; Domes, D., “Stability and performance analysis of a SiC-based cascode switch and an alternative solution”. Microelectronics Reliability, vol. 52-3, p. 509-518. Marzo 2012.
- [5.29] Aggeler, D.; Biela, J.; Kolar, J.W., “Controllable dv/dt behaviour of the SiC MOSFET/JFET cascode an alternative hard commutated switch for telecom applications”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p. 1584-1590. Febrero 2010.

6

PROPUESTA DE CONTROL DEL SISTEMA MULTIPUERTO

En la parte final del Capítulo 2 de la presente tesis se expuso una posible aplicación para un sistema multipuerto con unas especificaciones concretas, y se realizó un análisis de cuál sería la arquitectura del sistema de alimentación más eficiente para cumplir con dichas especificaciones. Una vez escogidas todas las topologías de todos los convertidores del sistema multipuerto, además del diseño y control de cada uno de los convertidores que compondrán el sistema multipuerto completo, se debe desarrollar una rutina de control del sistema global al completo.

En este capítulo se presentarán posibles estrategias de control del sistema y de cada uno de los convertidores que lo componen. Las especificaciones de control del sistema global vendrán impuestas por la topología y los convertidores que componen el sistema multipuerto, las entradas al sistema y, sobre todo, por la carga a controlar. Teniendo en cuenta todas estas variables, se definirán los modos de operación para cumplir con todos los requisitos impuestos por la carga y poder controlarla de manera correcta.

Una vez presentados los distintos modos de operación y las estrategias de control propuestas para cumplir con las especificaciones del sistema, éstas se ejemplificarán y clarificarán a través de simulaciones. Posteriormente, se presentarán resultados experimentales de un sistema multipuerto con unas especificaciones y convertidores concretos, entre ellos un DAB, trabajando en los distintos modos de operación propuestos.

6.1 ESPECIFICACIONES DEL CONTROL DEL SISTEMA MULTIPUERTO

Para poder analizar el control necesario para el sistema multipuerto propuesto en este trabajo se deben tener en cuenta tanto la arquitectura de potencia como los convertidores elegidos para

conformar el mismo. En el caso del diseño de la estrategia de control, no serán tan importantes los convertidores concretos, pero si la dinámica que imponen en relación a sus tensiones y corrientes de entrada y salida. Por lo tanto, en el diseño de la estrategia de control se deberán tener en cuenta tanto las dinámicas de los convertidores, como de los puertos que se conectan al sistema.

Inicialmente se tratará de realizar un análisis lo más genérico posible de la estrategia de control y aportar distintas soluciones que pudieran ser utilizadas en distintos sistemas multipuerto, no obstante se deben realizar ciertas consideraciones de cada uno de los puertos que se conectarán al mismo, ya que éstos impondrán condiciones a la estrategia de control que se deben tener en cuenta. En la literatura existen soluciones propuestas para aplicaciones específicas, como por ejemplo las mostradas en [6.30]-[6.32].

La arquitectura propuesta será la concluida en la parte final del Capítulo 2 como la más adecuada para las condiciones especificadas en dicho capítulo. Por tanto, la estrategia de control analizada será la de una configuración en paralelo. Esta premisa no implica la pérdida de demasiada generalidad en el presente trabajo, ya que es la configuración en la que el control global del sistema es más determinante que el control individual de cada convertidor. Por lo tanto, las soluciones propuestas para este sistema pueden ser extrapolables a otros sistemas multipuerto. Sin embargo, en un sistema multipuerto conectado en serie, el control individual de cada convertidor define directamente el control del sistema, siendo en este caso más sencillo su control desde el punto de vista del sistema. En la Figura 6.1 se muestra un esquema del sistema a controlar.

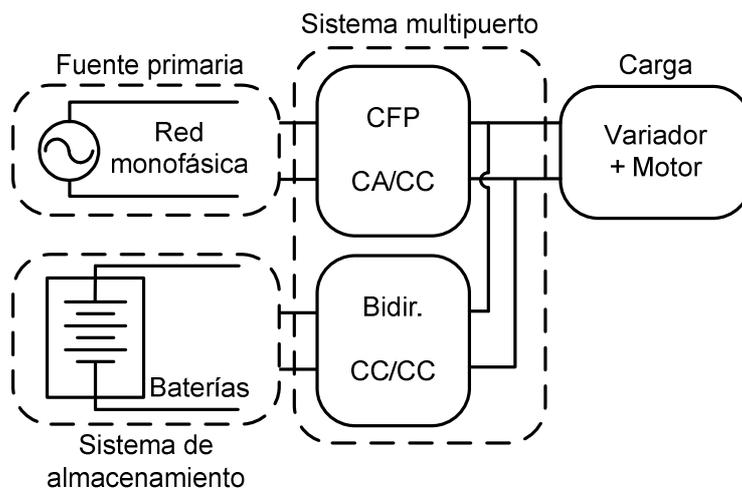


Figura 6.1. Sistema multipuerto a analizar para realizar el diseño de la estrategia de control.

En los siguientes apartados se detallarán los distintos modos de operación que se pueden detectar en un sistema de este tipo, con las particularidades de la topología y los puertos bajo análisis. Por último, considerando todas las mencionadas especificaciones se presentarán posibles estrategias de control.

6.1.1 DESCRIPCIÓN DE LOS PUERTOS DEL SISTEMA

El sistema multipuerto bajo análisis (Figura 6.1) tendrá tres puertos, dos de ellos serán bidireccionales (carga y sistema de almacenamiento) y uno unidireccional (fuente primaria). El sistema deberá interconectar la red eléctrica monofásica (como fuente de alimentación primaria), con un sistema de almacenamiento basado en baterías y con una carga activa. A todos los efectos el sistema verá la carga como un bus de continua que alimenta un variador que a su vez controla un motor.

6.1.1.1 Fuente de alimentación primaria. Red eléctrica monofásica

Tal como se comentó en los primeros capítulos, la fuente de alimentación primaria será la red eléctrica monofásica. Se desea poder limitar la potencia consumida desde este puerto, de manera que sea posible reducir el límite de potencia máximo a contratar a la compañía eléctrica. Este requisito es importante, ya que la llegada a ese nivel máximo de potencia entregada por la red eléctrica deberá ser detectada por el sistema de control para activar los mecanismos necesarios que garanticen que la potencia suministrada por la red eléctrica no supere ese valor, pero que a su vez se continúe proporcionando la potencia demandada por la carga.

Aunque en algunas aplicaciones puede especificarse la devolución de energía a la red eléctrica, las compañías eléctricas no siempre permiten esta devolución y, sobre todo, en muchos casos no es rentable. La energía devuelta a la red suele facturarse a un precio muy bajo y la penalización que supondría diseñar el sistema para conseguirlo hace que por lo general no se opte por esta opción. Además en la arquitectura bajo estudio, que dispone de un sistema de almacenamiento, la devolución de la energía al mismo es mucho más lógica y eficiente. Por lo tanto, se considerará el puerto conectado a la red eléctrica como unidireccional, solo aportando energía al sistema.

También es importante especificar ciertos aspectos sobre la dinámica de la red eléctrica monofásica. La frecuencia de la red eléctrica es de 50Hz o 60Hz en función del país. Aunque el valor absoluto no es tan importante, si lo es la relativamente baja frecuencia a la que varía la

señal proporcionada por la red eléctrica en relación con las frecuencias de conmutación de los convertidores CC/CC. Como se ha comentado con anterioridad, debido al rango de potencias que se están considerando, se deberá realizar corrección del factor de potencia y, por lo tanto, la dinámica de la tensión de salida del convertidor a conectar en este puerto no podrá ser muy rápida, ya que deberá corregir esta variación lenta de la frecuencia de la red para obtener una tensión continua en la salida. Por lo tanto, en la frecuencia de la red eléctrica se tiene uno de los factores dinámicos más limitantes del sistema.

6.1.1.2 Sistema de almacenamiento. Baterías

Se considerará como fuente de alimentación secundaria un sistema basado en baterías, proporcionando una tensión continua cuyo nivel puede variar en un rango estrecho de funcionamiento, con niveles bajos de tensión, para que pueda ser un elemento seguro y pueda ser fácilmente manipulable. Por motivos de simplicidad en el diseño de las estrategias de control y para facilitar esta prueba de concepto, no se profundizará en detalle sobre la estrategia a seguir para la carga y descarga del sistema de almacenamiento, que podría ser muy diferente en función de la tecnología de realización de la batería, o incluso que el sistema de almacenamiento estuviera apoyado por el uso de supercondensadores. Teniendo en cuenta las anteriores hipótesis, el sistema deberá permitir manipular de manera sencilla los perfiles de carga y descarga del sistema de almacenamiento, en la medida de lo posible, así como mantener unos niveles de tensión que garanticen su correcto funcionamiento. Ante las numerosas posibilidades para el diseño del sistema de almacenamiento, no se tendrá en cuenta la supervisión del estado del mismo, ya que queda fuera del objetivo del presente capítulo.

La dinámica del sistema de almacenamiento se considera lo suficientemente rápida, en comparación con el resto de elementos en el sistema multipuerto, como para considerarla ideal y no tenerla en cuenta a la hora del diseño del sistema de control. Se supondrá que el sistema de almacenamiento proporcionará la energía que se le demande de manera idealmente instantánea.

En el caso del sistema de almacenamiento, este puerto será, como es lógico, bidireccional. Aunque los niveles de potencia a manejar no sean un factor determinante, se puede suponer que éste deba poder tanto aportar como recibir la misma potencia que el valor máximo de potencia a entregar por la red eléctrica, simplemente por considerar unos órdenes de magnitud similares.

6.1.1.3 Carga. Variador más motor

El tercer puerto a conectar al sistema será la carga. Se va a suponer que esta carga es un motor, una consideración que no implica demasiada pérdida de generalidad, al ser una carga masivamente utilizada en los sistemas multipuerto. Realmente la carga a la que se conectará el sistema será un bus de continua a la que también se conectará un variador comercial encargado del accionamiento de un motor. La utilización y existencia de variadores comerciales para controlar los motores está completamente extendida. Por lo tanto, lo más común y sencillo es concebir esta carga activa como de continua, aunque el sistema está formado por un motor alimentado por un inversor que, a su vez, está conectado al bus de continua. El uso del variador permite el mantenimiento de todas las prestaciones que éste proporciona y facilita y reduce las labores del sistema multipuerto. La labor del sistema multipuerto se reduce a mantener una tensión de continua entre unos valores especificados por el variador para su correcto funcionamiento. Es decir, la carga será el variador más el motor.

La carga será otro de los puertos que nos determinen la dinámica del sistema. El supuesto de considerar un motor como carga, restringe en gran medida (incluso más que el uso de la red eléctrica) la dinámica necesaria para el sistema. Un motor es un elemento, por lo general, con una dinámica muy lenta en comparación con un sistema de alimentación conmutado. Por lo tanto, y aunque no es necesario concretar unos valores determinados para la dinámica de la carga, se va a suponer que ésta es más lenta que la red eléctrica, y así, la dinámica exigida al sistema será lenta y limitada por la dinámica del convertidor conectado a la red eléctrica.

El puerto al que se conecta la carga será un puerto bidireccional, ya que el motor podrá demandar energía al sistema o entregársela en función del cuadrante de funcionamiento del mismo. Se considerará que la potencia máxima que puede demandar será el doble de la máxima contratada a la compañía eléctrica, para que deba ser alimentado en algunas ocasiones simultáneamente a través de las dos fuentes de alimentación conectadas al sistema. En los casos en los que la carga devuelva energía, ésta tendrá un valor máximo igual al máximo de la potencia contratada, que a su vez se había determinado que era la que podía manejar el sistema de almacenamiento. De esta manera toda la energía generada y entregada al sistema por el motor deberá ser utilizada para recargar el sistema de almacenamiento. Estas son las hipótesis planteadas en este estudio para ejemplificar un sistema multipuerto, aunque podrían cambiar para cualquier otra aplicación.

6.1.2 DESCRIPCIÓN DE LOS MODOS DE OPERACIÓN

Considerando las hipótesis expuestas en el apartado anterior sobre los elementos conectados a los puertos del sistema, se pueden describir teóricamente diversos modos de operación en función de las demandas o estado de cada uno de los puertos. En función del modo de operación, el sistema multipuerto deberá comportarse adecuadamente para gestionar los flujos de energía, y es muy probable que cada uno de los convertidores que componen el sistema deban cambiar también sus propios puntos de trabajo o modos de operación (por ejemplo, modificando sus lazos de realimentación, sus niveles de tensión de entrada o salida, etc.). A continuación se detallarán algunos modos de operación posibles en función del estado de cada uno de los puertos que puedan ejemplificar la operatividad de un sistema multipuerto.

6.1.2.1 Modo 1. Demanda de potencia por la carga

Se denominará Modo 1 al estado en el que la carga se encuentra solicitando energía. No obstante, dentro del Modo 1 pueden presentarse diferentes escenarios. La potencia demandada por la carga puede ser menor que la potencia contratada a la compañía eléctrica, por lo que, esta se puede obtener a través únicamente de la fuente de alimentación primaria. En ese caso se definiría el Modo 1a, en el que la fuente de alimentación primaria alimentaría la carga sin necesidad de apoyo de la fuente de alimentación secundaria (el sistema de almacenamiento). En el supuesto en el que la carga solicitara más potencia que la que la red eléctrica le puede entregar, se definiría el Modo 1b, en el cual el sistema de almacenamiento debe aportar potencia a la carga, que se suma a la potencia entregada por la red eléctrica.

Además de los dos anteriores, se puede plantear un posible estado que es menos común, pero interesante y que se debe tener en cuenta para otorgar mayores prestaciones al sistema. En el supuesto en el que la carga demandara una potencia menor a la máxima que puede proporcionar la red eléctrica, esta potencia, en lugar de provenir de la red (Modo 1a) podría ser entregada por la fuente secundaria, por ejemplo en el caso de una caída del sistema eléctrico principal, lo que se denomina modo de rescate, o por la necesidad de descargar el sistema de almacenamiento para optimizar su operatividad. Este modo, menos habitual, se denominará Modo 1c. En la Figura 6.2 se muestra un esquema de los tres mencionados modos de operación, dentro del Modo 1.

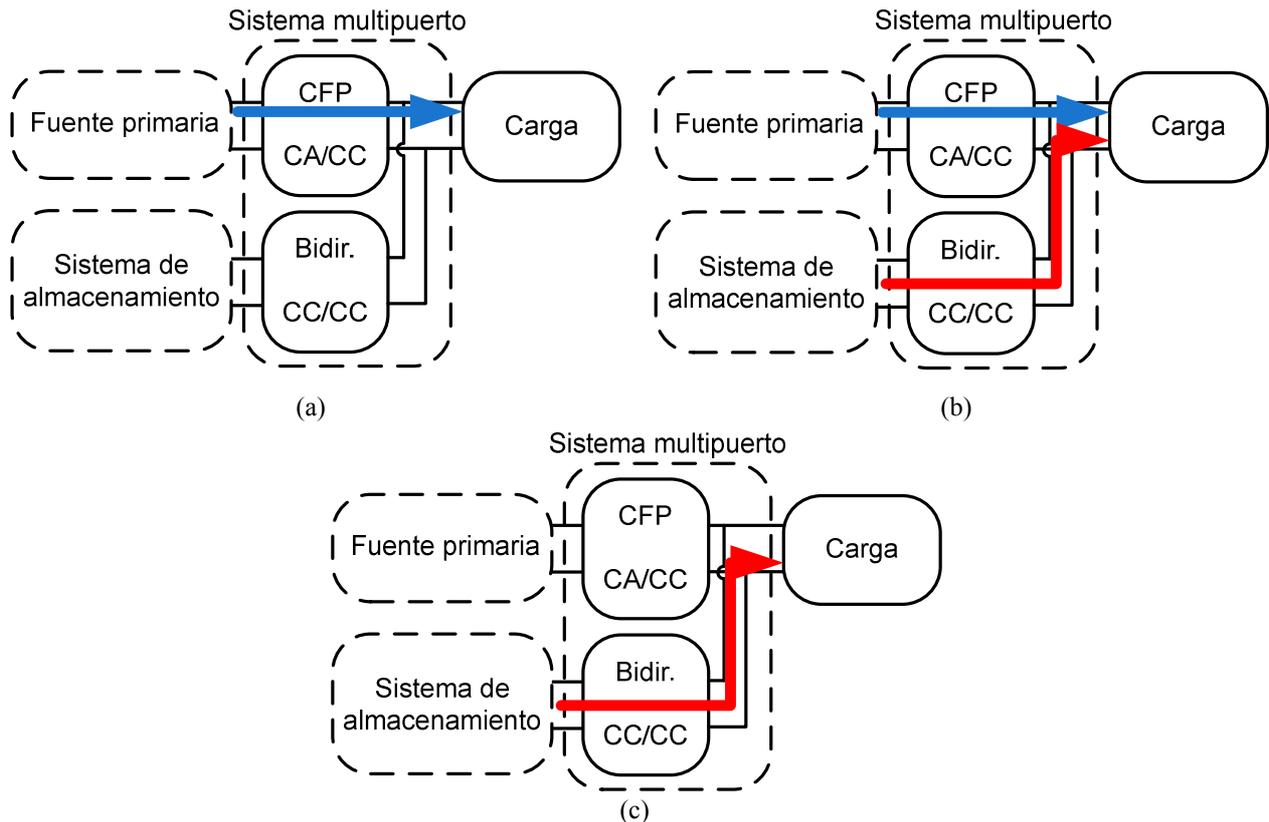


Figura 6.2. Modo 1 de operación del sistema multipuerto: (a) Modo 1a, (b) Modo 1b y (c) Modo 1c.

6.1.2.2 Modo 2. Entrega de potencia de la carga

Una vez presentados los modos en los que se puede encontrar el sistema cuando la carga demanda potencia, se considerará ahora que la carga está entregando potencia al sistema. Esta situación se denominará Modo 2. Por supuesto, con la carga entregando potencia al sistema también se detectan varios escenarios. El caso de que la potencia entregada por la carga sea devuelta a la red, no se va a considerar, ya que, como se ha comentado anteriormente, el puerto al que se conecta la red eléctrica se ha definido como unidireccional, sin posibilidad de devolver energía a la red. Al tener un sistema de almacenamiento conectado al puerto de la fuente de alimentación secundaria, es mucho más lógico aprovechar la potencia entregada por la carga para recargar este sistema de almacenamiento, probablemente a través de un convertidor bidireccional CC/CC. A este modo de funcionamiento, en el que la carga devuelve energía y ésta se utiliza para cargar el sistema de almacenamiento se denominará Modo 2a.

Un caso que se deberá tratar de evitar, pero en algunos casos puede llegar a ser inevitable, es cuando la carga se encuentra devolviendo energía, pero el sistema de almacenamiento está completamente cargado y no puede absorber dicha energía. Este es un caso a evitar, ya que se desperdiciará la energía generada por la carga, pero hay que tenerlo en cuenta y se denominará

Modo 2b. En este modo se debe implementar algún sistema para disipar esa energía en forma de calor (circuito disipador de energía). En la Figura 6.3 se muestra un esquema de los mencionados modos de operación, dentro del Modo 2.

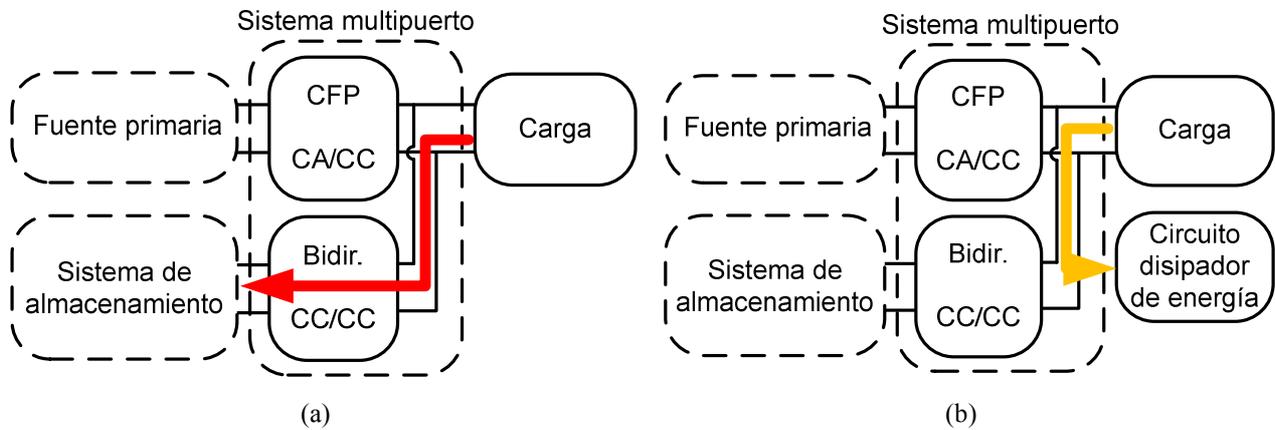


Figura 6.3. Modo 2 de operación del sistema multipuerto: (a) Modo 2a y (b) Modo 2b.

6.1.2.3 Modo 3. Carga inactiva

Una vez analizados los modos de operación de la carga, cuando entrega potencia y cuando la demanda, se va a determinar lo que deberá hacer el sistema cuando la carga no actúe en el sistema. En este estado, aunque la carga no entregue o demande energía, el sistema se encuentra conectado en ese puerto a través de un variador, y debido a las especificaciones del mismo es necesario mantener la tensión de bus al que se conecta, aunque no se entregue ni se absorba energía. Este modo de operación en el que la tensión de bus se mantiene sin que la carga entregue ni absorba potencia, se denomina Modo 3. En este modo el sistema puede estar simplemente manteniendo la tensión de bus con minúsculos aportes de energía, lo que se denominará Modo 3a, o bien puede aprovechar estos momentos para cargar el sistema de almacenamiento, si éste lo necesitara, desde la fuente de alimentación primaria. En este caso también se mantendría la tensión de bus entre unos valores adecuados. Este modo de recarga del sistema de almacenamiento se denominará Modo 3b.

Por último, un nuevo modo de funcionamiento que se deberá evitar, pero que se debe considerar por seguridad, es el caso en el que el sistema de almacenamiento esté demasiado cargado y se deba descargar para no deteriorar su funcionamiento. De nuevo es un caso que se debe evitar y se puede implementar de manera relativamente sencilla una estrategia que limite la carga del sistema de almacenamiento a unos valores para que se mantenga un margen de seguridad. No obstante, ante cualquier posible fallo que genere esta situación se puede definir un nuevo modo que permitirá la descarga del sistema de almacenamiento sobre el circuito disipador

de energía. Este último caso, que raramente se dará, se denominará Modo 3c. En la Figura 6.4 se muestra un esquema de los tres mencionados modos de operación, dentro del Modo 3.

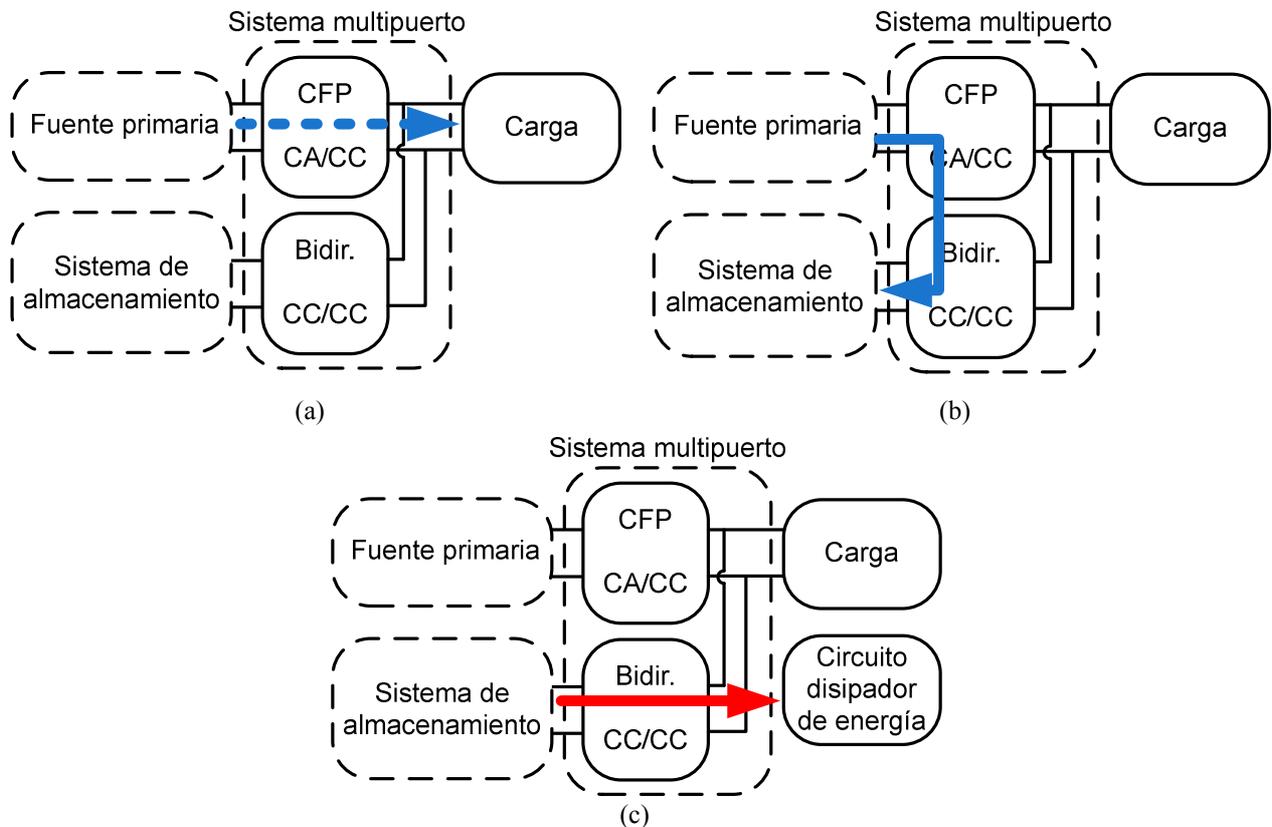


Figura 6.4. Modo 3 de operación del sistema multipuerto: (a) Modo 3a (b) Modo 3b y (c) Modo 3c.

El correcto funcionamiento del sistema multipuerto en cada uno de los distintos modos de operación implicará distintos funcionamientos de cada uno de los convertidores que compongan el sistema. Además, el funcionamiento requerido a cada uno de los convertidores dependerá tanto de la topología de cada uno de los convertidores por separado como de su interconexión o arquitectura interna del sistema. En el siguiente apartado se analizará esta arquitectura interna y las consecuencias que tendrá sobre la estrategia de control necesaria para cumplir con los requisitos de cada modo de operación.

6.1.3 CONSIDERACIONES GENERALES DE LA ARQUITECTURA INTERNA DEL SISTEMA MULTIPUERTO. CONTROL DE LA TENSIÓN DE BUS

Como se muestra en la Figura 6.1, la configuración seleccionada para el sistema multipuerto es una conexión en paralelo de dos convertidores. Existirá, por tanto, un convertidor conectado a la fuente primaria (red monofásica) y otro a la fuente secundaria (sistema de almacenamiento) y

sus salidas estarán conectadas ambas en paralelo con la carga formada por el variador más el motor. Este tipo de conexión fue la estimada como más eficiente en el Capítulo 2.

Aunque puede ser la configuración más eficiente, debido a que permite el aporte energético hacia la carga desde las dos fuentes de alimentación, también exige una cierta estrategia de control de alto nivel (por encima del control de los interruptores y de los lazos de realimentación) para cada uno de los convertidores. La labor fundamental del sistema debe ser mantener la tensión de bus al que se conecta la carga en los valores adecuados para el funcionamiento del variador. Debido a la conexión en paralelo de los dos convertidores, el modo de funcionamiento determinará cuál de ellos debe fijar la tensión de la carga, ya que sólo podrá ser establecida por uno de ellos. En cada situación se determinará cuál de los dos convertidores debe fijar la tensión y, además, se debe establecer también cómo debe comportarse cada uno.

El funcionamiento básico del sistema implicará el control de la tensión de bus por el convertidor conectado a la fuente de alimentación primaria, mientras que el convertidor conectado al sistema de almacenamiento se encargará de aportar corriente cuando sea necesario. Sin embargo, como se ha detallado en el apartado anterior, existen modos de operación en los que esto no será posible, haciendo necesario que el convertidor conectado al sistema de almacenamiento deba ser el encargado de controlar la tensión de bus. En el siguiente apartado se concretarán las funciones de cada uno de los convertidores en los distintos modos de operación, así como los mecanismos necesarios que se deberán llevar a cabo para conseguirlo.

6.1.1 PROPUESTA Y SIMULACIÓN DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL DEL SISTEMA MULTIPUERTO

En la estrategia de control propuesta, cada uno de los convertidores poseerá un control específico basado en la conmutación de sus interruptores y sus lazos de realimentación, que le permitirá cumplir con sus funciones para cada modo de funcionamiento, como por ejemplo fijar su tensión o corriente de salida, de manera independiente. Para no perder generalidad en este apartado no se entrará en detalle sobre el diseño del control específico para cada convertidor, ya que dependerá de la topología seleccionada para cada uno de los mismos. Eso sí, se supondrá que la dinámica de los lazos de realimentación es mucho más rápida que la exigida por la carga y, por tanto, la exigida al sistema. Como se ha adelantado anteriormente, ante la necesidad de cumplir las especificaciones de todos los modos de operación fijados por las funcionalidades del sistema, es necesario un control de alto nivel que fije ciertas referencias en los lazos de realimentación o

incluso active o desactive los distintos convertidores. Es importante diferenciar entre estos dos tipos de controles. En este apartado solo se detallaran aspectos del control de más alto nivel, ya que como se adelantó anteriormente, se considerará que la dinámica de los convertidores realimentados impone una condición de respuesta idealmente instantánea ante los cambios de carga.

En el control de convertidores de manera independiente a partir de las referencias de los lazos de tensión o corriente está totalmente extendido el uso de control analógico, existiendo incluso circuitos preparados directamente para controlar ciertas topologías (por ejemplo, el circuito integrado UC3875 para control con fase desplazada, entre muchos otros). No obstante, existe un gran número de prestaciones adicionales que el control digital puede aportar para controlar los convertidores, sobre todo cuando deben interactuar con otros convertidores en un sistema, que hacen que el control digital sea más adecuado para estas tareas. Por lo tanto, ante la necesidad de controlar el comportamiento de dos convertidores e incluso activar y desactivar circuitos de disipación de energía y otros interruptores que pueden ser necesarios, en esta propuesta de control del sistema multipuerto se va a usar control digital. No se concretará por el momento la plataforma para el desarrollo del control digital, ya que en función de los requisitos del sistema se podría exigir un determinado grado de complejidad al dispositivo digital a seleccionar.

Para controlar el funcionamiento de los convertidores que componen el sistema, y de esa manera cumplir con los requisitos de la carga o de otros puertos en los distintos modos de operación, es necesario tener un conocimiento claro de lo que está ocurriendo a nivel del sistema. Es necesario medir ciertos valores de tensión o de corriente, así como conocer el modo de operación en el que se encuentra el sistema. La apuesta de la propuesta que se va a realizar es la sencillez; en principio se tratará de cumplir con todos los requisitos del sistema valorando únicamente la tensión de bus. La medida de corrientes es relativamente más compleja y costosa que la de la tensión, por lo que se tratará de medir únicamente la tensión de bus como parámetro clave que determinará la estrategia de control. Por otro lado, se supondrá que el sistema conoce de antemano en qué modo de operación se encuentra. Es decir, se sabrá si la carga absorbe energía (Modo 1), entrega energía (Modo 2) o no absorbe ni entrega energía (Modo 3). A continuación se propondrá la estrategia de control para cada uno de los modos de operación y se validará la misma mediante simulaciones.

6.1.1.1 Modo 1. Demanda de potencia por la carga

En este modo de operación la carga está demandando potencia, y ésta es entregada por el sistema de alimentación primario a través de un convertidor de alterna a continua (CA/CC), que regulará la tensión del bus al que se conecta la carga. Como se ha comentado anteriormente, este lazo es mucho más rápido que la dinámica impuesta por la carga y, por lo tanto, la respuesta del lazo ante cambios de carga se considera instantánea. Cuando la potencia demandada sea mayor que la que la fuente primaria pueda aportar, el convertidor CA/CC aportará su máxima potencia, pero sin poder regular la tensión del bus. Así, la caída de la tensión del bus será detectada por el sistema de control y se encargará de activar el convertidor CC/CC conectado al sistema de almacenamiento para que sea éste el que controle la tensión de bus aportando la potencia necesaria para satisfacer las necesidades de la carga. En este caso se hace la misma consideración dinámica para su lazo de tensión. Cuando la carga deje de demandar más potencia que la máxima que puede aportar el convertidor CA/CC, se detectará que la referencia de control del convertidor CC/CC es baja (o cero), y que las necesidades de la carga las puede satisfacer de nuevo únicamente el convertidor CA/CC. El control desactivará el convertidor CC/CC y devolverá el control de la tensión de bus al convertidor CA/CC.

Para conseguir cumplir con los requisitos expuestos, propios del Modo 1 de operación, se utilizará como dato de entrada solamente la medida de la tensión de salida y las referencias de los lazos de realimentación de la tensión de bus de los convertidores CC/CC y CA/CC. Para evitar posibles inestabilidades durante el cambio en el lazo que controla la tensión de bus (ya que cabe la posibilidad de que ambos lazos traten de imponer su tensión del lazo) se determina que la tensión que fije el convertidor CA/CC sea un poco más elevada que la fijada por el convertidor CC/CC. De esta manera se trata de evitar problemas en las transiciones y se permite que ambos convertidores aporten energía a la carga simultáneamente.

El funcionamiento de esta estrategia se ha simulado utilizando Simulink, para tratar de realizar una verificación básica del concepto. Para ello se han modelado ambos convertidores como fuentes de corriente con sus lazos de realimentación. Debido a la lenta dinámica de la carga con respecto a la dinámica de los convertidores, se han definido los lazos de realimentación mediante una simple acción proporcional. Cada convertidor se simula como si fuera una fuente de corriente de un valor determinado por su lazo de realimentación de la tensión de bus. Sin embargo, la corriente que determina su lazo no será directamente la que se inyecta a la carga, sino que esa referencia es analizada por el control y en función de la misma y de la tensión de bus, decide si

cada convertidor inyecta a la carga la corriente determinada por su lazo de realimentación (determinando por tanto la tensión del bus) o bien es otro valor de corriente el que debe inyectar, por ejemplo cero. De esta manera el control puede decidir que convertidor debe determinar la tensión de bus, si alguno debe estar apagado y que referencias de tensión deben seguir los lazos de los convertidores.

En la Figura 6.5 se muestra un esquema explicativo de la simulación llevada a cabo para poder verificar el correcto funcionamiento de los controles propuestos. En la Figura 6.5(a) se muestra el modelo simplificado utilizado para simular cada convertidor. Como se puede ver en la Figura 6.5(b), las referencias que genera cada uno de los convertidores (I_{salida}) son analizadas por un bloque denominado control (cuyo funcionamiento se detallará al analizar los resultados de cada modo) y es éste el que decide la inyección de corriente de cada convertidor sobre la carga. Esta corriente generará una tensión de bus (V_o) que dependerá de la corriente demandada o entregada por la carga. Como se puede ver, dicha tensión es realimentada y debe ser controlada actuando adecuadamente sobre cada convertidor a través del bloque de control.

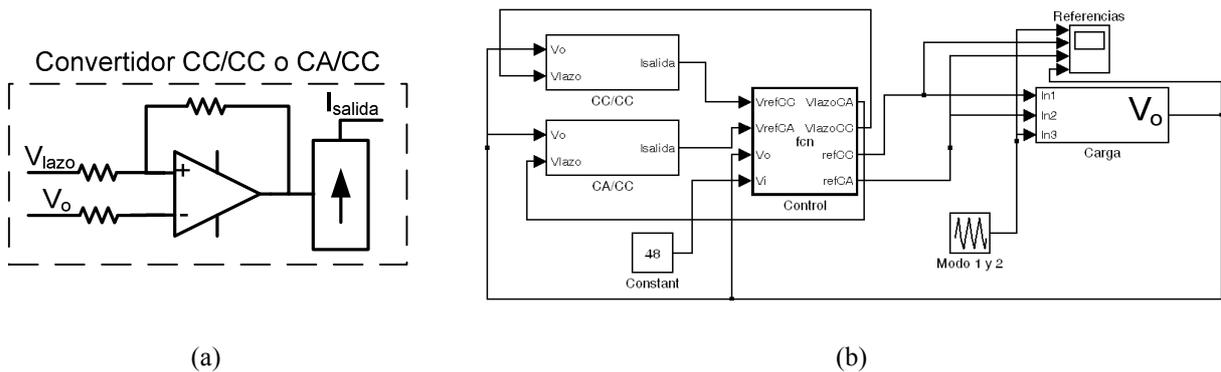


Figura 6.5. Esquema utilizado para la simulación del control del sistema. Modelo simplificado del convertidor.

En la Figura 6.6 se muestra un resultado de la simulación para el funcionamiento en el Modo 1, es decir cuando la carga pasa de manera gradual de no solicitar corriente a solicitar el máximo y de nuevo baja su demanda de corriente hasta cero. Para ejemplificar el funcionamiento de la estrategia de control, en la simulación se han seleccionado una tensión de bus en torno a los 500V y una potencia máxima de 2kW para cada convertidor. Como se puede observar, cuando la carga solicita más potencia que la que puede entregar el CA/CC, su señal de control del lazo de tensión se satura y la tensión de bus cae. Esta caída es detectada por el control que se encarga de modificar quién es el encargado de controlar la tensión de bus, pasando en esta situación esta responsabilidad al convertidor CC/CC. Cuando la corriente demandada por la carga vuelve a los límites de potencia que puede entregar el CA/CC, el bloque de control detecta que la corriente entregada por el CC/CC es cero y devuelve la regulación de la tensión de bus al CA/CC. La

detección de este último evento (corriente cero en el convertidor CC/CC) no precisa de una medición, ya que la referencia que fija esa corriente se supone conocida por el control. Por último, se puede observar también que las tensiones fijadas por cada convertidor son un poco distintas, pero cercanas a 500V, tal como se razonó anteriormente.

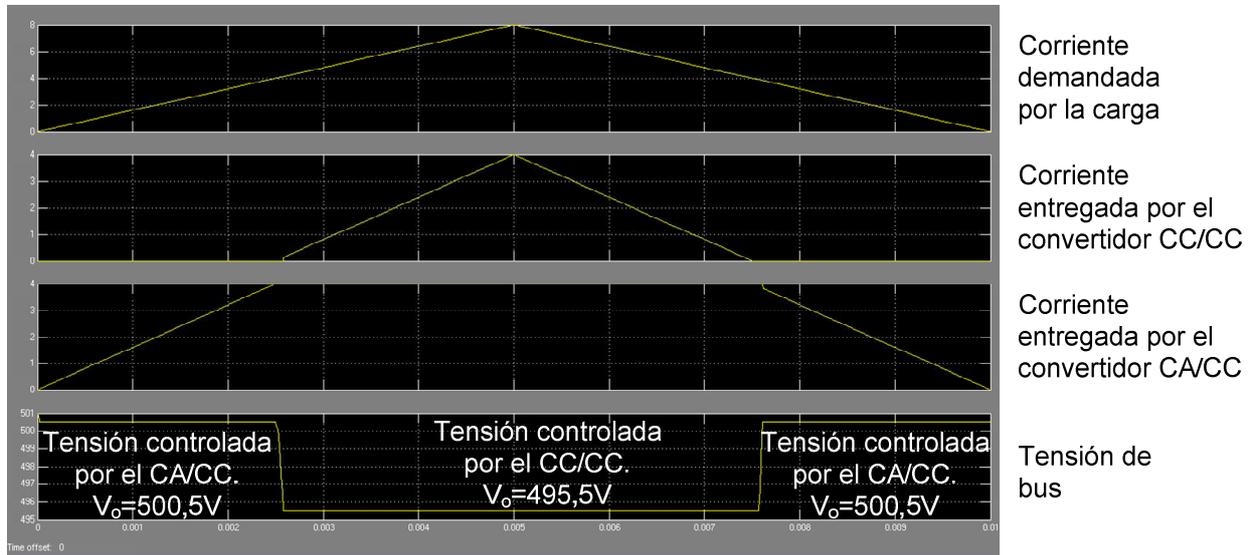


Figura 6.6. Resultados de simulación del Modo 1. Se ejemplifican el Modo 1a y el Modo 1b.

El Modo 1c no se representa, pero sería sencillo manejarlo con la estrategia de control implementada. Se podría simular con la desconexión de la corriente aportada por el CA/CC. Debido a la ausencia de esa corriente, cuando la carga demandara potencia, la tensión de bus caería, lo que sería detectado por el control que activaría el convertidor CC/CC, pasando éste a controlar la tensión de bus.

6.1.1.2 Modo 2. Entrega de potencia por la carga

En este apartado se presenta, siguiendo las mismas hipótesis y filosofía de diseño que en el apartado anterior, los resultados de simulación de la estrategia de control implementada, pero en este caso cuando es la carga la que entrega corriente al sistema. Como se ha mencionado previamente, es bastante habitual conocer a priori el modo de operación en el que se debe encontrar el sistema. Por tanto, la estrategia lógica se basaría en diseñar e implementar un control para cada uno de los modos y seleccionar un control u otro en función del modo de operación que presente la carga. No obstante, en el caso de que la carga sea un motor, es muy probable que el motor aun encontrándose en el Modo 1 de operación, es decir absorbiendo energía, al finalizar este proceso y realizar un frenado pase, aunque sea durante poco tiempo, por el Modo 2, es decir entregando energía. Por tanto, sería interesante que la estrategia de control implementase un

único control que pudiera tener en consideración esta situación, y por lo tanto poder trabajar correctamente en el Modo 1 y en el Modo 2 sin necesidad de modificar el modo de operación ni detectar el cambio de modo, únicamente monitorizando la tensión de bus. Por lo tanto a la estrategia de control presentada anteriormente se le ha incluido un nuevo mecanismo para detectar esta situación y poder trabajar en los dos modos con un solo control.

En los momentos en los que la carga entrega energía al sistema, la tensión de bus tenderá a subir, ya que el sistema está preparado para entregar corriente y no para absorberla. Esta subida de la tensión de bus es fácilmente detectada por el bloque de control, que entregará la responsabilidad de fijar la tensión de bus (con una referencia de tensión ligeramente más elevada que en el caso del Modo 1) al convertidor CC/CC, que al ser bidireccional puede controlar la tensión de bus y absorber la corriente inyectada por la carga, aprovechándola para la recarga del sistema de almacenamiento. Si posteriormente la carga vuelve a solicitar corriente, el control detectará que la corriente absorbida por el CC/CC es nula y devolverá el control de la tensión de bus al convertidor CA/CC para volver al Modo 1 de operación de manera totalmente automática. De nuevo, la detección de esta corriente no precisa de un sensor para realizar una medida, ya que la referencia de corriente del convertidor CC/CC es conocida por el bloque de control (él mismo es quien la determina).

Los resultados de la simulación de esta estrategia se muestran en la Figura 6.7, donde se aprecia que se ha usado un nuevo valor de referencia de tensión para este modo de operación. Es importante decir que la variación en la tensión de bus que añaden estos distintos valores de referencia de la misma no supera el 2%. Se puede observar que actuando únicamente sobre las referencias de los lazos de cada convertidor con la estrategia de control aquí planteada, se obtiene una buena respuesta del sistema.

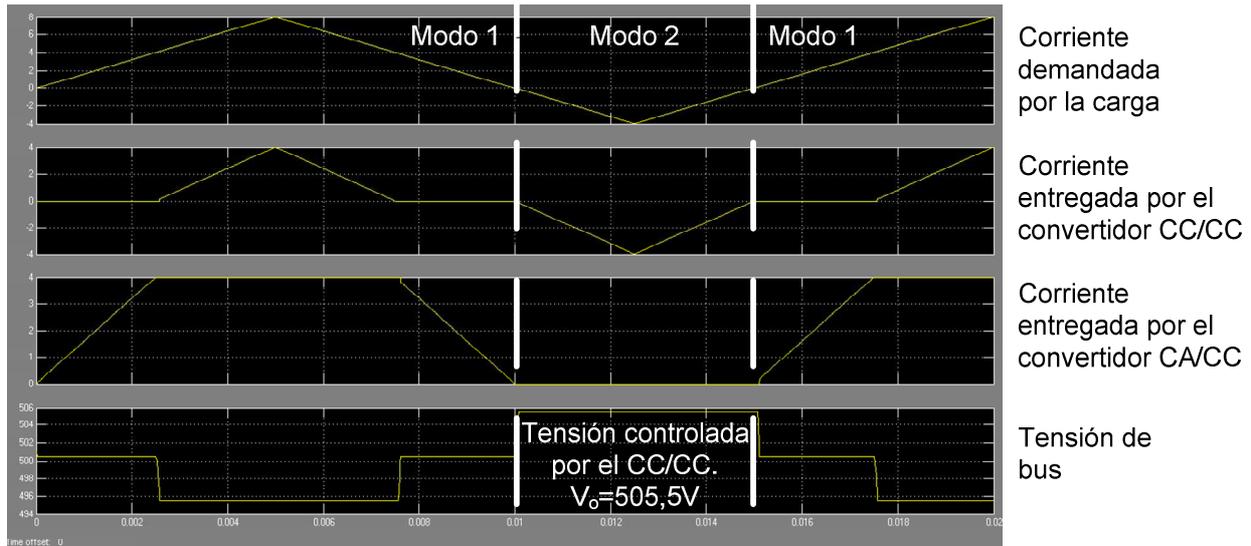


Figura 6.7. Resultados de simulación del Modo 1 y del Modo 2 con la misma estrategia de control para ambos. Modo 1a, Modo 1b y Modo 2a.

6.1.1.3 Modo 3. Carga inactiva

Este modo de operación, aunque requiere un control relativamente distinto al utilizado en los modos anteriormente expuestos, es muy sencillo de implementar. Simplemente se debe conocer que la carga no está actuando y se aprovecharán estos momentos para realizar una recarga controlada de los sistemas de almacenamiento a través del sistema de alimentación primario. Puede ser interesante definir un perfil de corriente de carga del sistema de almacenamiento para alargar su vida útil y tratar de deteriorar lo menos posible el propio sistema a través de la carga controlada. Para ello se actuará sobre una referencia del lazo de corriente del convertidor CC/CC (en este caso para controlar la corriente inyectada al sistema de almacenamiento) mientras que el convertidor CA/CC será el encargado de mantener la tensión de bus en un valor determinado.

En la Figura 6.8 se muestra la respuesta del control ante la entrada del sistema en el Modo 3. En este caso se desconecta la carga, o lo que es lo mismo, no se demanda ni se entrega corriente. Aquí se utiliza la tensión del sistema de almacenamiento como parámetro para modificar el perfil de carga (se podrían utilizar otros parámetros). En este caso se ha determinado, como ejemplo, que hasta que la tensión del sistema de almacenamiento no supere los 50V, se cargará a una potencia constante de 1kW, mientras que cuando la tensión suba por encima de 50V la carga pasa a hacerse a una potencia de 500W. Como se puede observar, la tensión del bus se mantiene constante gracias a la regulación del convertidor CA/CC y es el CC/CC el que fija la corriente de carga a través de la referencia determinada por la estrategia de control.

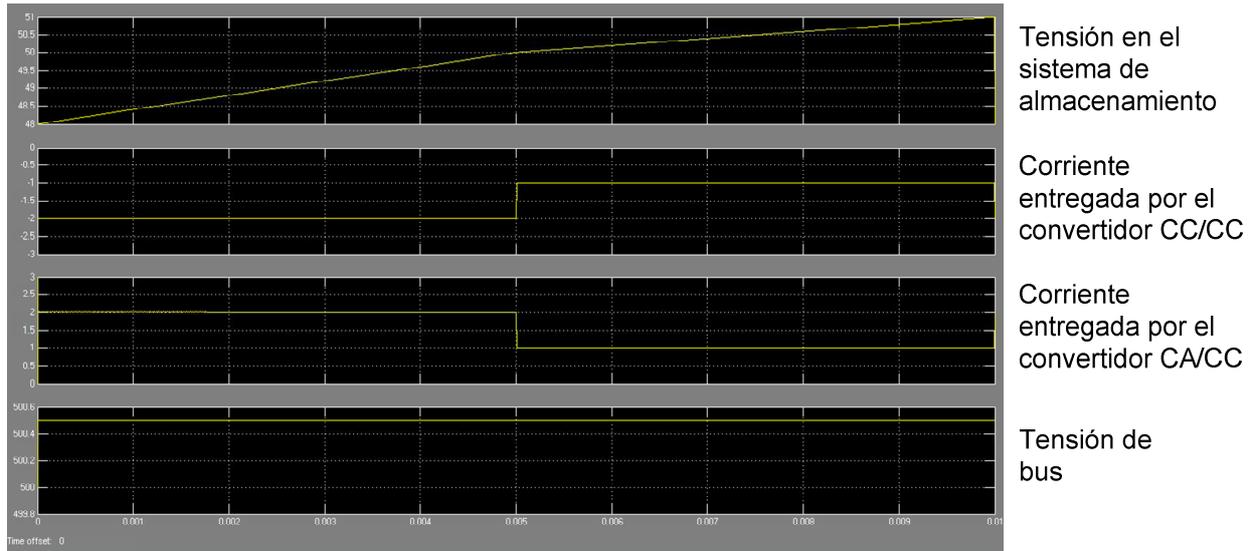


Figura 6.8. Resultados de simulación del Modo 3.

6.1.1.4 Modos de seguridad

Hasta el momento sólo se han expuesto los modos de operación dentro de un funcionamiento controlado del sistema. Sin embargo, existe la posibilidad de que se produzcan fallos en el sistema, y es necesario detectarlos y actuar en consecuencia. En estos casos las acciones a implementar serán distintas, ya que no precisarán actuar sobre el control de cada uno de los convertidores o de sus lazos de tensión o corriente, sino probablemente se deberá actuar mediante avisos, desconexiones o tratando de solucionar los problemas, si el sistema de manera autónoma fuera capaz de ello, es decir, implementar a través del control del sistema una serie de controles de seguridad. Este tipo de controles de seguridad pueden llevarse a cabo de maneras muy diversas y pueden llegar a monitorizar muchas variables para detectar múltiples situaciones. En este caso se detallan algunos ejemplos bastante comunes y de elevado interés, proponiendo posibles actuaciones. No obstante, tanto las variables a monitorizar por motivos de seguridad como la manera de actuar dependerán totalmente de las especificaciones de la aplicación.

Por ejemplo, el sistema de almacenamiento suele ser un elemento que debe ser monitorizado constantemente para limitar su deterioro. Es muy frecuente controlar su tensión para mantenerla dentro de unos márgenes de seguridad. Por ejemplo, será necesario que el control del sistema mantenga monitorizada la tensión del sistema de almacenamiento, y ante una caída de su tensión por debajo de ciertos límites, el control del sistema debería tratar de recargarlo cuanto antes, incluso no permitiendo el funcionamiento momentáneo de la carga, hasta que el sistema de almacenamiento haya recuperado una tensión de funcionamiento segura. Por el contrario, ante

una subida de la tensión por encima de un valor de seguridad, se deberá tratar de descargar el sistema de almacenamiento a través del uso de un circuito disipador de energía. Además, en este caso no se permitirá que la carga inyecte corriente al sistema, ya que esto agravaría la situación, elevando aun más la tensión del sistema de almacenamiento. Por lo tanto, pueden suceder varias situaciones posibles ante una subida indeseada de la tensión del sistema de almacenamiento. Si la carga se encuentra solicitando energía, el sistema de almacenamiento se la puede proporcionar a través del convertidor CC/CC y de esta manera solucionar el problema llegando a valores de tensión seguros. En caso de que la carga esté inactiva, se puede conectar el circuito de disipación de energía para realizar una descarga controlada del sistema de almacenamiento sobre la misma, mientras que el convertidor CA/CC controla la tensión de bus. Por último, en el caso en el que la carga desee inyectar corriente al sistema, ésta no podrá ser absorbida por el sistema de almacenamiento, y se deberá conectar también el circuito de disipación de energía, desaprovechando dicha corriente inyectada por la carga.

Como se puede observar, ante un funcionamiento anómalo de alguno de los componentes del sistema multipuerto, como en el caso previamente comentado del sistema de almacenamiento, los modos de operación serán análogos a los expuestos para un comportamiento normal, pero teniendo en cuenta ciertas consideraciones adicionales. No es necesario implementar controles en los convertidores ni en sus lazos, pero si actuar a nivel de control del sistema de diferente manera en función de las anomalías detectadas.

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL SISTEMA MULTIPUERTO PROPUESTO

A continuación se presentará un ejemplo de una aplicación concreta en la que se propone la implementación de un sistema multipuerto para mejorar la eficiencia energética de la misma. Esta aplicación es el sistema de alimentación de un ascensor.

El accionamiento de un ascensor funciona en los 4 cuadrantes de la característica par-velocidad, de tal manera que dependiendo del movimiento de la cabina y su carga, el motor puede funcionar en tracción, consumiendo energía, o como generador devolviéndola, ya sea subiendo o bajando. Actualmente los variadores de velocidad que controlan el motor de los ascensores se basan en un rectificador, un circuito de disipación de energía o *crowbar* con su resistencia de frenado y un inversor (Figura 6.9). Estos sistemas se alimentan a una tensión trifásica de $380V_{ac}$,

y al no ser regenerativos, toda la energía devuelta al bus por el motor es disipada en la resistencia de frenado, que tiene un tamaño considerable.

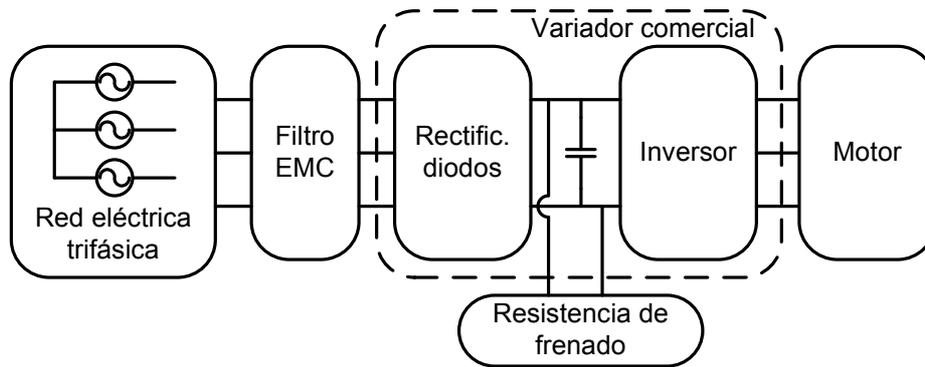


Figura 6.9. Diagrama de bloques del accionamiento del ascensor MRL (*Machine Room Less*).

Este sistema de accionamiento es energéticamente poco eficiente, ya que toda la energía de frenado es desaprovechada en forma de calor. Por otro lado, el consumo de los motores del ascensor no es constante y necesita de picos de potencia para comenzar el movimiento del ascensor. Estos picos de potencia implican un sobredimensionamiento en la contratación de la potencia de red, ya que aunque la potencia media consumida sea baja, la red debe ser capaz de proporcionar esos picos de potencia. Por este motivo se suele contratar una acometida trifásica.

Parece claro que esta aplicación puede verse mejorada desde el punto de vista de la eficiencia energética gracias a la inclusión de un sistema de almacenamiento y el uso de un sistema multipuerto. El objetivo se basa en aprovechar toda la energía proporcionada por el motor para no tener que disiparla en la resistencia de frenado (pudiendo reducirla) y mejorar el rendimiento energético del sistema. Para ello es necesaria la inclusión de un sistema de almacenamiento de energía que pueda almacenar la energía de frenado. Realizando un buen dimensionamiento del sistema de almacenamiento de energía se puede llegar incluso a limitar la potencia consumida de la red a un valor tan bajo que el ascensor se alimente desde una red monofásica (< 2kW).

Teniendo en cuenta las especificaciones anteriores del sistema de accionamiento de un ascensor, tal y como se ha mencionado en la introducción, se plantea la implementación de un sistema multipuerto que cumpla con los siguientes requisitos:

- Se alimente desde una red monofásica, con una potencia máxima contratada de 2kW.
- Mejore el rendimiento del accionamiento del ascensor (aprovechando la energía de frenado).
- Mejore la calidad del consumo de corriente (menor distorsión armónica).

- Proporcione rescate automático, e incluso la posibilidad de realizar algún viaje ante la ausencia de red.

Sin entrar en un análisis exhaustivo, que no es el objeto del presente trabajo, se decide que las baterías de NiMH son actualmente las más apropiadas por capacidad energética, así como por capacidad de ciclado. Las baterías más habituales con la mencionada tecnología proporcionan una tensión de 12V, por lo que utilizando 4 en serie se obtendría una tensión nominal de 48V. Sin embargo, la tensión de bus que alimenta el inversor queda lejos de esta tensión, ya que puede variar entre 500V y 600V. Con el objetivo de adaptar las variables eléctricas entre la red monofásica, las baterías y el bus, se propone la implementación de un sistema multipuerto. Para ello se propone una configuración en paralelo, como se decidió en el Capítulo 2, y se recuerda en la Figura 6.10 en la que se añaden las especificaciones del sistema y de cada convertidor.

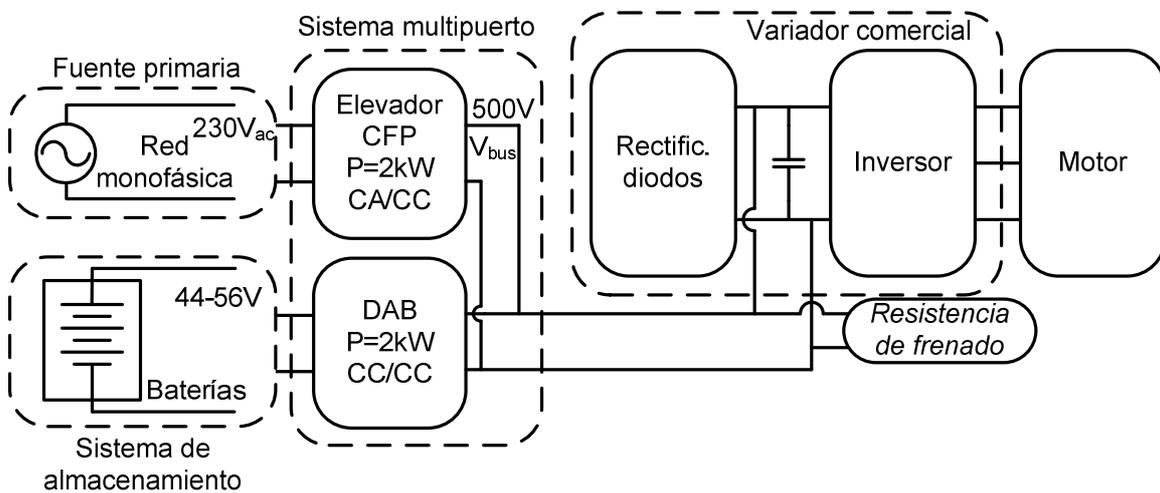


Figura 6.10. Sistema multipuerto propuesto para cumplir con las especificaciones de control de un ascensor.

Las especificaciones y algunos detalles de cada uno de los convertidores que componen el sistema multipuerto se mencionarán en los siguientes apartados. Para poder definir coherentemente las especificaciones de la carga, se han utilizado unas simulaciones que proporcionan los perfiles de potencia que consume actualmente la máquina de un ascensor tanto en frenado como en tracción. Estos perfiles de potencia se muestran en la Figura 6.11 para un ascensor de 8 personas que se mueve a una velocidad aproximada de 0,5m/s y sube y baja 9 pisos con el ascensor vacío (este es el peor caso con respecto a perfiles de potencia y consumo energético).

Tal y como se muestra en la Figura 6.11, el pico de potencia alcanza los 4kW en tracción y hasta los -1,7kW en los momentos de frenado. Es importante remarcar que el pico de potencia solamente se presenta durante un corto periodo de tiempo, entre 1 y 2 segundos. Desde el punto

de vista del diseño térmico es importante, ya que puede no ser suficiente tiempo para alcanzar elevadas temperaturas en ciertos componentes de los convertidores que formen parte del sistema. Para los semiconductores sin embargo, dos segundos es un tiempo suficientemente elevado como para considerar que deben estar dimensionados para manejar esos niveles de potencia. Por lo tanto, los convertidores serán diseñados para que el sistema soporte estos niveles en régimen permanente, debido a que la dinámica del motor es extremadamente lenta.

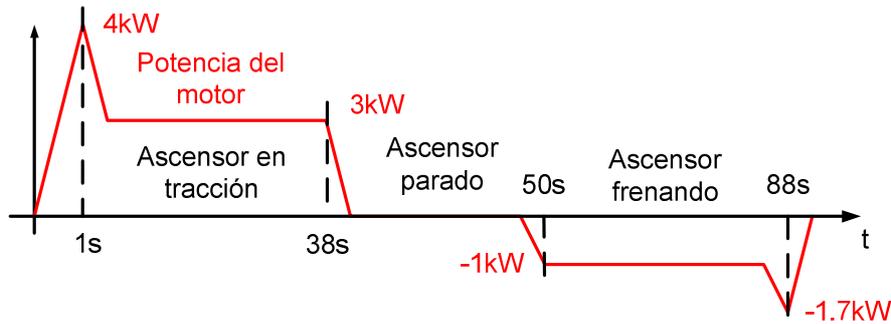


Figura 6.11. Perfiles de potencia del motor en tracción y frenado.

Tal y como se muestra en la Figura 6.11, el pico de potencia alcanza los 4kW en tracción y hasta los -1,7kW en los momentos de frenado. Es importante remarcar que el pico de potencia solamente se presenta durante un corto periodo de tiempo, entre 1 y 2 segundos. Desde el punto de vista del diseño térmico es importante, ya que puede no ser suficiente tiempo para alcanzar elevadas temperaturas en ciertos componentes de los convertidores que formen parte del sistema. Para los semiconductores sin embargo, dos segundos es un tiempo suficientemente elevado como para considerar que deben estar dimensionados para manejar esos niveles de potencia. Por lo tanto, los convertidores serán diseñados para que el sistema soporte estos niveles en régimen permanente, debido a que la dinámica del motor es extremadamente lenta.

Los modos de operación que se trataran de validar en los resultados experimentales, son los considerados más importantes para un sistema que controle un ascensor, es decir:

- Modo tracción: Con el motor funcionando en tracción, el convertidor CA/CC inyecta corriente en el bus, pero estará limitado en potencia de modo que se pueda asegurar que desde la red no se consuma más de una potencia prefijada (2kW). Por otra parte, a través del convertidor CC/CC las baterías deberán proporcionar el resto de energía que no se pueda extraer desde la red y que se necesite para mover el motor durante los picos de potencia. Son los modos que anteriormente se han definido como Modo 1a y Modo 1b
- Modo frenado: Cuando el motor frena se devuelve energía al bus de continua del variador comercial, lo cual tenderá a incrementar la tensión del bus. En este momento, el convertidor

CC/CC debe almacenar dicha energía de frenado del motor en las baterías, controlando la tensión de bus a un valor prefijado. En este caso el convertidor CA/CC no estará realizando ninguna labor. Este modo anteriormente se ha definido como Modo 2a.

- Modo recarga de baterías: En ciertos momentos pudiera ser necesario recargar las baterías por hallarse en un estado de carga bajo. Esto puede hacerse cuando el motor está parado. Para ello el convertidor CC/CC efectuará un ciclo de carga de baterías, controlando la corriente inyectada a las mismas. La potencia será entregada desde la red a través del convertidor CA/CC, que además deberá controlar la tensión de bus. Este modo fue definido anteriormente como Modo 3a.
- Modo rescate: Cuando sea necesario realizar un rescate ante ausencia de la tensión de red, el convertidor CC/CC alimentará el bus de continua con la energía de las baterías, a un nivel de potencia limitada (ya que la red no puede proporcionar energía). En este caso el convertidor CA/CC estará inactivo. Anteriormente se ha definido este modo como Modo 1c.

6.2.1 PROTOTIPO PARA EL CONVERTIDOR CA/CC

Para la implementación del convertidor CA/CC se ha propuesto un convertidor elevador con CFP. La selección e implementación de un elevador con CFP con dos fases entrelazadas trabajando en MCC reduce el rizado de la corriente de entrada y la distorsión armónica, aumentando también el rendimiento global del elevador [6.33]-[6.35]. En la Figura 6.12 se muestra una fotografía del prototipo desarrollado.

Una de las mayores ventajas del entrelazado es la gran reducción del rizado de alta frecuencia en las corrientes tanto de entrada como de salida. Este fenómeno se basa en el desfase aplicado entre el control de cada una de las fases. En este caso particular en el que se tienen dos fases, el interruptor principal de la fase 2 es conmutado con una señal desfasada 180° con respecto al interruptor principal de la fase 1. En la Figura 6.13 se presenta un esquema del convertidor entrelazado y de sus principales formas de onda.

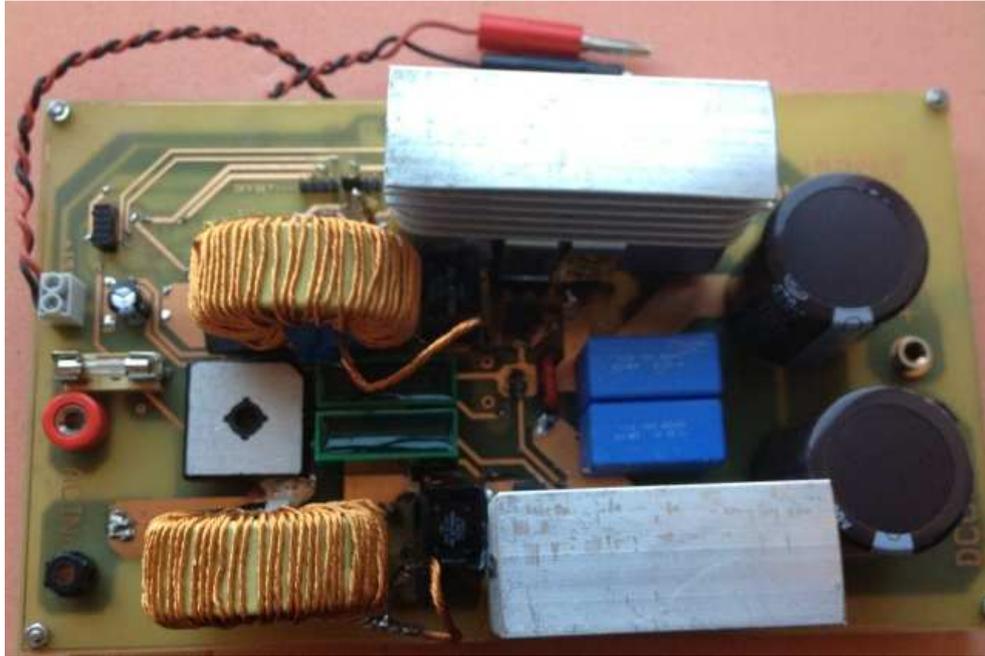


Figura 6.12. Fotografía del prototipo del convertidor elevador con CFP y dos fases entrelazadas.

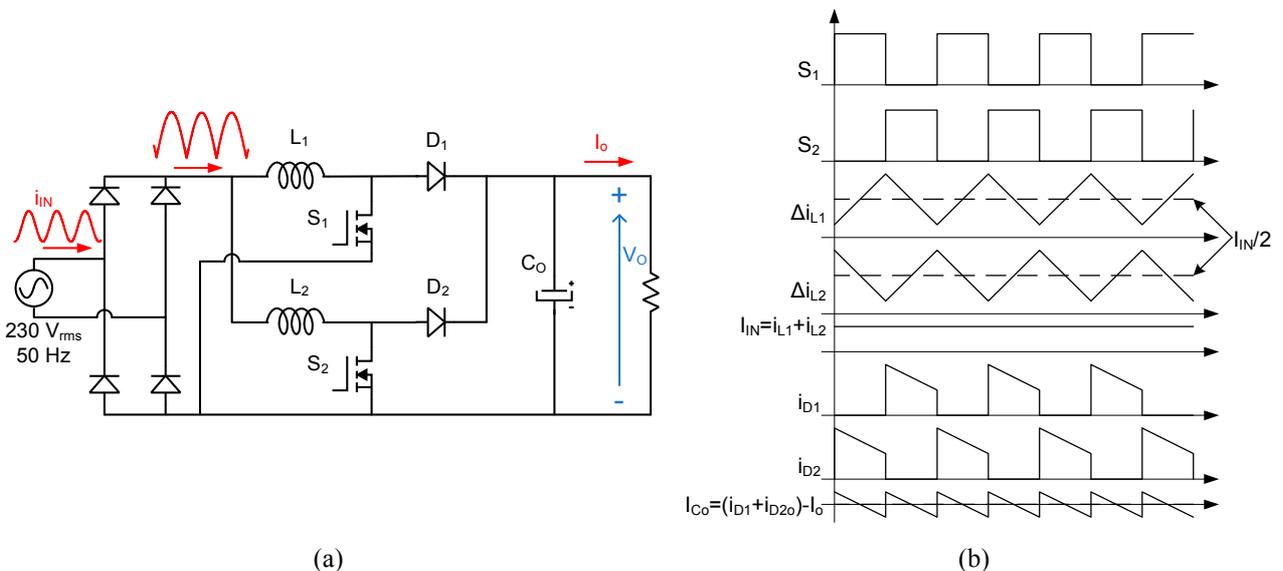


Figura 6.13. (a) Esquema del convertidor elevador entrelazado. (b) Formas de onda de funcionamiento ideales.

Como se puede observar en la Figura 6.13(b) con respecto a la corriente de entrada, debido a que ésta será la suma de las dos corrientes que circulan por las bobinas, su rizado se anulará por completo, siempre y cuando las corrientes estén perfectamente desfasadas 180° y su ciclo de trabajo sea 0,5. En el caso de la corriente de salida, ésta será la suma de las corrientes que circulan por los diodos de cada fase. Como se puede observar, el rizado de la corriente por el condensador de salida se ve también claramente reducido con respecto al uso de un elevador sin entrelazado. Gracias a estas reducciones en los rizados, los filtros de entrada y de salida pueden ser sensiblemente reducidos.

Por supuesto, existe otra ventaja obvia del uso de un convertidor entrelazado y es la reducción en los esfuerzos de corriente que deben sufrir los semiconductores, ya que cada fase debe manejar la mitad de la potencia total que manejará el convertidor. En este caso en particular, en el que se han seleccionado dos fases, cada componente deberá estar dimensionado para manejar la mitad de la potencia total. Por el contrario la desventaja del uso de dos fases, es la necesidad de duplicar los componentes a utilizar y la posibilidad de que exista un desequilibrio entre las corrientes de cada fase si el control no se realiza con precisión. Las rampas a generar en los circuitos de control han de ser muy parecidas (idealmente, idénticas) para poder garantizar un reparto correcto de la corriente por cada fase que compone el elevador. En la actualidad existen controladores comerciales muy extendidos que permiten implementar estas técnicas con facilidad y precisión. Se ha optado por tanto por un control analógico con multiplicador lineal y medida de la corriente media por cada fase para mantener equilibrada la corriente de operación de las mismas. En particular se ha utilizado el controlador UCC28070 de *Texas Instruments*.

Otro problema importante que suele encontrarse en los convertidores elevadores de alta tensión, son las elevadas pérdidas de conmutación producidas por el diodo de salida [5.21]. Estas elevadas pérdidas se generan en la salida de conducción del mismo, debido a los altos valores de corriente y tiempo de recuperación inversa que suelen tener los diodos de alta tensión. Para reducir dichas pérdidas de conmutación debidas a la recuperación inversa del diodo, se han sustituido los tradicionales diodos *Ultrafast* por diodos *Schottky* de carburo de silicio (SiC). En este caso las corrientes de recuperación inversas son prácticamente nulas [5.21]. Las especificaciones y los componentes utilizados para el desarrollo del convertidor elevador se muestran resumidos en la Tabla 6.1.

Tabla 6.1. Componentes y especificaciones del elevador con CFP y dos fases entrelazadas.

Tensión de entrada / Tensión de salida:	230 V _{rms} ± 15%, 50 Hz / 500V ± 2%
Máxima potencia de salida:	2kW
Frecuencia de conmutación:	100kHz
Puente rectificador de diodos:	GSIB1540
MOSFET:	SPW24N60C3 <i>CoolMos</i> (Infineon)
Diodo de salida:	IDD12SG60C SiC (Infineon)
Inductancia:	680 μH. Toroide 55438-A2 (<i>Magnetics</i>)
Controlador analógico:	UCC28070 (<i>Texas Instruments</i>)

Como ejemplo de funcionamiento se muestra, en la Figura 6.14(a), las formas de onda de la tensión y la corriente de entrada medidas a plena carga y condiciones nominales de tensión (2kW, V_{in}=230V_{rms}, V_o=500V). Como se puede observar, la corriente de entrada es muy senoidal, con un contenido armónico muy bajo. El factor de potencia medido supera en todos los casos el 0,99. En la Figura 6.14(b) se muestra el rendimiento del prototipo para las tensiones de entrada,

mínima, máxima y nominal y para una tensión de salida de 500V. El prototipo tiene un buen rendimiento, superando siempre el 90% y llegando a un máximo del 96%.

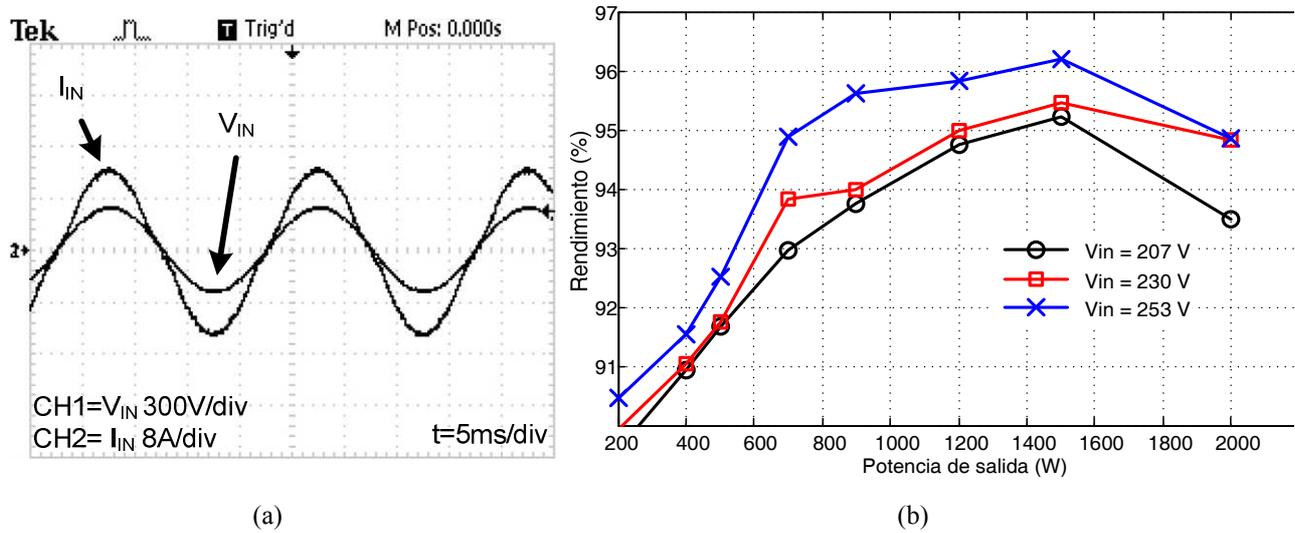


Figura 6.14. (a) Tensión y corriente de entrada del prototipo. (b) Rendimiento medido a distintas tensiones de entrada.

A continuación se comentarán los aspectos más importantes del control UCC28070 de *Texas Instruments* utilizado, y sobre todo las señales utilizadas por este controlador que serán usadas por el control del sistema multipuerto para implementar la estrategia de control propuesta. La Figura 6.15 recoge un esquema simplificado con las principales señales de funcionamiento del circuito de control. Algunas de las señales destacadas de la figura son:

- V_{SENSE} es la señal encargada de monitorizar la tensión de salida. Cuando el control del convertidor esté activo, el lazo de control hace que el valor de esta señal sea 3V para mantener la tensión de salida regulada.
- V_{VAO} es la señal de salida del regulador del lazo de tensión. El valor de V_{VAO} es proporcional a la potencia que esté procesando el convertidor [6.37]. Esta tensión debe estar entre 0 y 5V, ya que si supera los 5V esta tensión se saturaría pasando a comportarse el convertidor CA/CC como una fuente de potencia constante (2kW).
- V_{INAC} es la señal de medida de la tensión de entrada que multiplicada por V_{VAO} genera una referencia senoidal para la corriente.
- V_{CSX} es la medida de la corriente por el transistor X (siendo X, 1 o 2 en función de la fase) y es la que se compara con la salida del multiplicador.
- V_{PKLMT} es una protección del valor máximo de pico al que se limita la corriente que procesa el convertidor.

Además el circuito integrado incorpora una serie de protecciones internas en función de unas tensiones de funcionamiento básicas. Dichas protecciones no pueden ser deshabilitadas ni tampoco monitorizadas, por lo que debe prestarse especial atención a ellas. La protección más importante que se debe tener en cuenta para el correcto funcionamiento del sistema es la de sobretensión en la salida. Se debe evitar alcanzarla, ya que provocaría la desactivación del circuito de control del convertidor CA/CC y por lo tanto un funcionamiento inesperado del sistema.

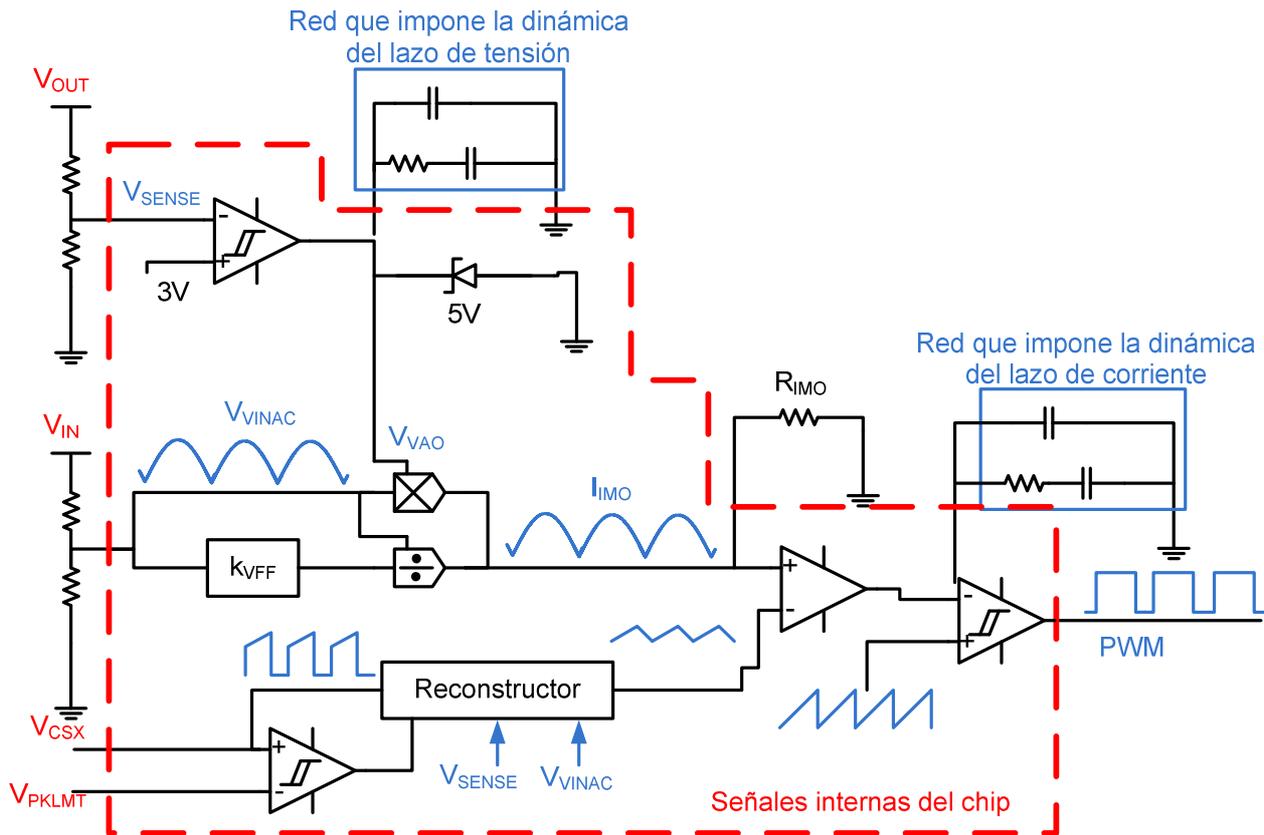


Figura 6.15. Esquema de las principales señales que utiliza el chip de control analógico del convertidor CA/CC

Los lazos de compensación, tanto de corriente como de tensión, son reguladores PID, formados por una resistencia y dos condensadores, tal y como se muestra en la Figura 6.15. Para el diseño de los lazos de corriente se han utilizado las ecuaciones propuestas por el fabricante en la hoja de características. Para evitar problemas de inestabilidad y debido a que la dinámica requerida es muy lenta, se ha diseñado un lazo de tensión muy lento (el lazo de corriente es mucho más rápido) con una frecuencia de corte inferior a la sugerida por el fabricante, situándola en torno a 5Hz. En la Figura 6.16 se presentan los diagramas de Bode de la variación de la tensión de salida ante cambios en la tensión de salida del lazo de tensión, el diagrama de Bode de

la red que impone la dinámica de la tensión de salida y por último el diagrama de Bode del circuito realimentado, que representa la dinámica del convertidor en lazo cerrado [6.37].

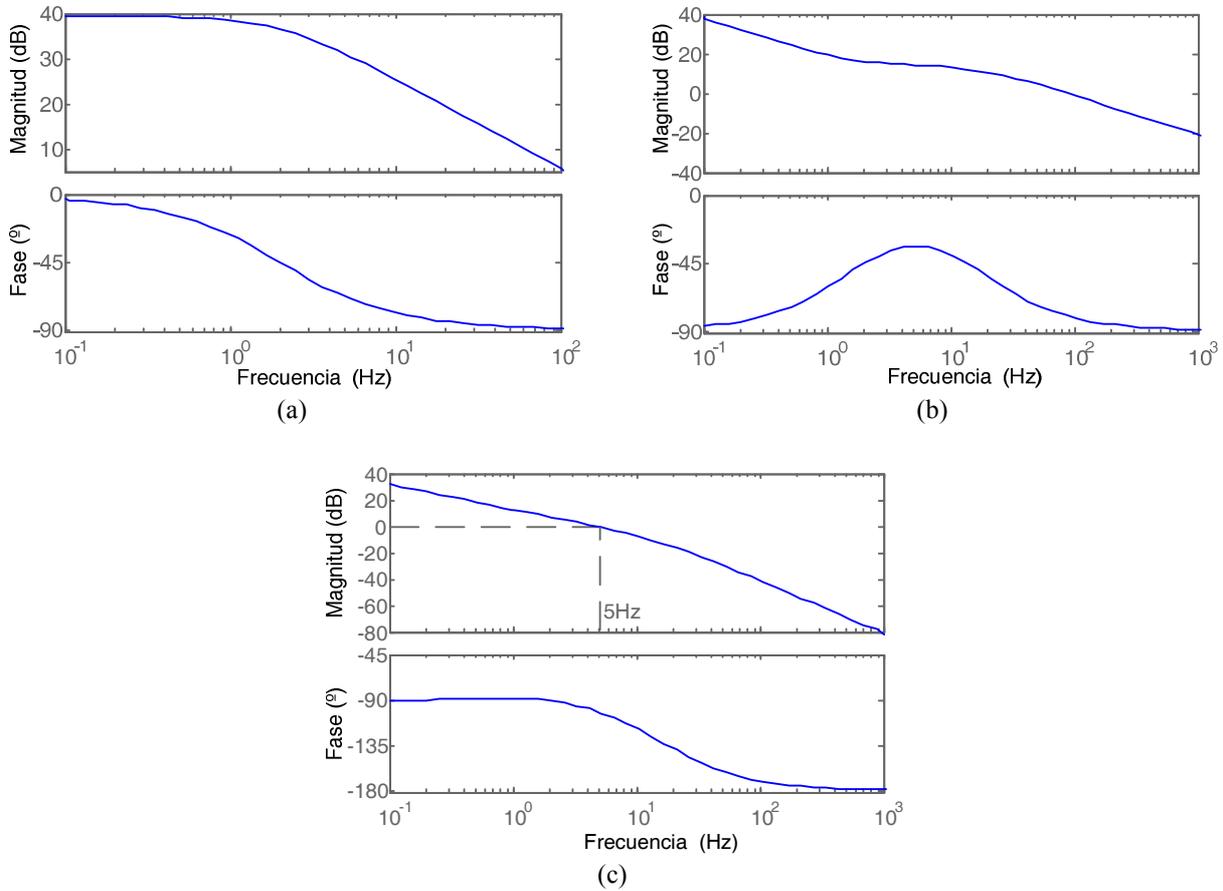


Figura 6.16. Diagramas de Bode de (a) Variaciones de la tensión de salida ante cambios en la salida del lazo de tensión, (b) red que impone la dinámica del lazo de tensión y (c) lazo cerrado.

Como se puede observar en la Figura 6.16, la dinámica del convertidor es relativamente lenta, dentro del ámbito de los convertidores conmutados, sin embargo en comparación con la carga, que ejecutará variaciones muy lentas (en el rango de los segundos) será una dinámica suficientemente rápida. En la Figura 6.17 se muestra la respuesta del sistema ante un salto de carga, donde se puede observar que la tensión es restablecida en menos de un cuarto de segundo. Teniendo en cuenta que en el caso propuesto la carga variará de manera progresiva y por lo tanto la respuesta del convertidor será más rápida, la consideración de que la respuesta del convertidor ante cambios de la carga es teóricamente instantánea, puede considerarse aceptable.

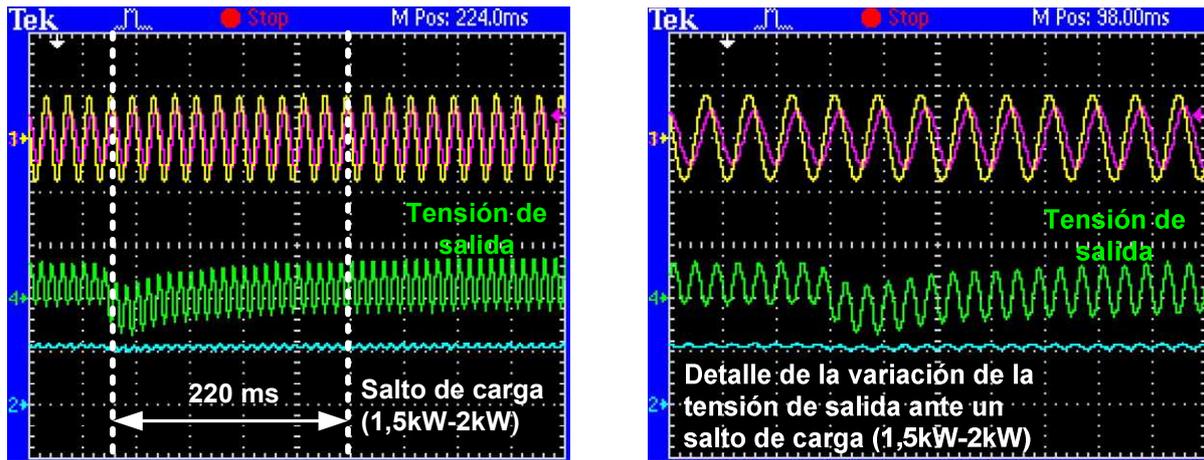


Figura 6.17. Variación de la tensión de salida ante un salto de carga, pasando de procesar 1,5kW a 2kW.

6.2.2 PROTOTIPO PARA EL CONVERTIDOR CC/CC. DAB

Tal y como se ha propuesto y justificado anteriormente, el convertidor CC/CC bidireccional será un DAB. Las especificaciones del convertidor se muestran en la Tabla 6.2. El objetivo prioritario, como ya se ha comentado, no es optimizar el rendimiento del convertidor, sino realizar una prueba de concepto del funcionamiento del sistema de control del sistema multipuerto basado en la estrategia de control propuesta, por lo que se ha implementado una de las técnicas presentadas en el Capítulo 4, para la ampliación del rango de ZVS. La más interesante y que mejores resultados ha proporcionado y por tanto la seleccionada, ha sido la del funcionamiento en modo *burst* para potencias bajas.

Tabla 6.2. Componentes y especificaciones del DAB.

Tensión de entrada / Tensión de salida:	44-56V / 500V \pm 2%
Potencia de salida máxima:	2kW
Frecuencia de conmutación:	100kHz
MOSFETs del puente de baja tensión:	2 x IRFB4310Z
MOSFETs del puente de alta tensión:	IPW60R280C6
Transformador:	ETD54. 1:10
Inductancia de dispersión:	ETD39. Lk = 1,3 μ H

Para realizar el control PWM de los MOSFETs que compondrán los puentes, tanto de entrada como de salida del DAB, se utilizará un control digital mediante FPGA. Se hará uso de una Virtex 4 SX 35 del fabricante Xilinx y el paquete software Xilinx ISE Design Suite 11 para realizar la programación y el control en tiempo real del convertidor. Esta misma plataforma de control digital será la utilizada también para la implementación del control del sistema multipuerto. En la Figura 6.18 se muestra una fotografía de dos prototipos del DAB, donde se puede ver los elementos magnéticos de cada uno y dos circuitos de adaptación de las señales de gobierno como representación de los ocho que necesitaría cada DAB.

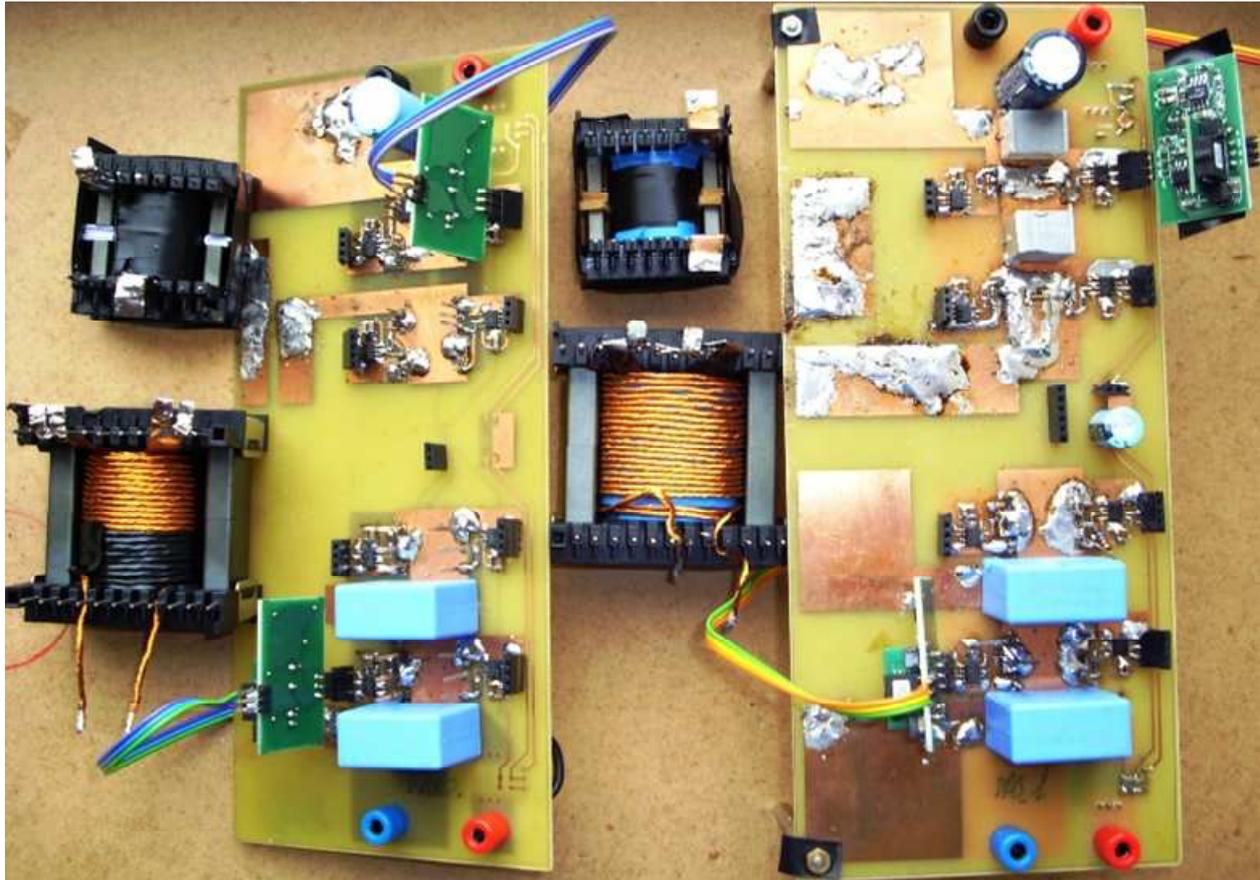


Figura 6.18. Fotografía de dos prototipos del DAB, donde se pueden ver la inductancia de dispersión y el transformador de cada uno de ellos. También se muestran dos de los ocho circuitos de adaptación de las señales de mando necesarios en cada DAB.

En el convertidor DAB se incorporan dos sensores de tensión, tanto para la tensión de entrada como para la de salida. Debido a que el control de este convertidor se realiza digitalmente, estas magnitudes son digitalizadas y enviadas a la FPGA. Estas variables, una vez digitalizadas y monitorizadas por el control digital se utilizarán para dos objetivos bien distintos. Por un lado la tensión de salida se utilizará para realimentar el convertidor DAB, en los modos de operación que así lo requieran, manteniendo la tensión de bus en un valor estable. Para ello, se ha implementado un lazo de realimentación digital, con una dinámica suficientemente rápida con respecto a la carga para considerar que su respuesta es idealmente instantánea (la carga, como ya se ha descrito, tiene una dinámica muy lenta) y por tanto queda garantizada la estabilidad del convertidor. Por otro lado, la medición de la tensión de entrada y salida también será usada para que el control global pueda determinar el modo de operación en el que se encuentra el sistema y actuar en consecuencia.

Con respecto al lazo de realimentación implementado para controlar la tensión de salida del prototipo del DAB, es importante mencionar varios aspectos de interés. El compensador que

realizará el cálculo del desfase necesario en función de la tensión de salida medida se realizará a través de una ecuación en diferencias. Entre otras peculiaridades se debe tener en cuenta que en la FPGA no se utilizarán decimales, por lo tanto los coeficientes que compongan la ecuación en diferencias deberán ser escalados por un determinado valor, que deberá ser utilizado para volver a escalar inversamente la solución posterior. Además, para medir la tensión de salida se utilizará un divisor resistivo que le aplica una ganancia, pero no será la única aplicada a la misma, ya que en la digitalización también se aplicará un nuevo escalado. Por su parte el generador de ancho de pulso digital también podrá introducir una ganancia al lazo. Todas estas ganancias son de especial relevancia a la hora de realizar el diseño del compensador a utilizar para que la realimentación sea estable. En la Figura 6.19 se muestra un pequeño esquema explicativo y en el Anexo B se darán más detalles sobre la realimentación digital implementada.

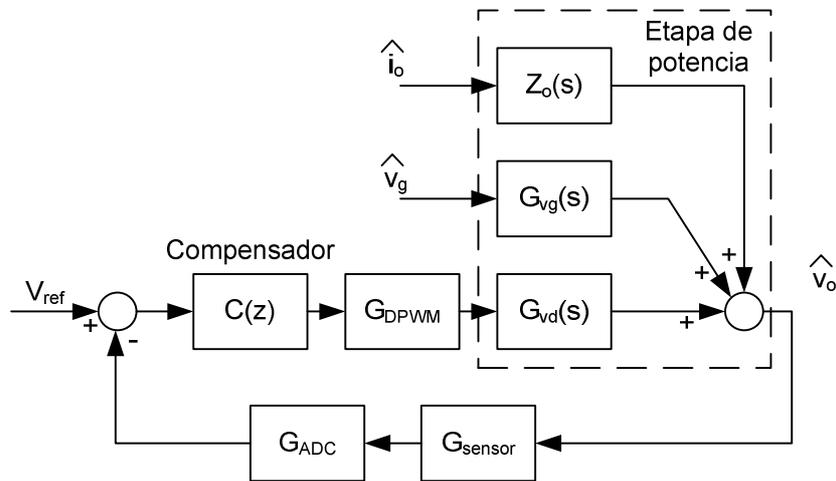


Figura 6.19. Esquema del lazo de realimentación digital.

En la Figura 6.20(a) se muestra el diagrama de Bode de la variación de la tensión de salida ante variaciones de la señal de control del desfase (modelo propuesto en el Capítulo 3), una vez que ha sido digitalizada con un periodo de muestreo igual al periodo de conmutación. Además se han incluido los escalados introducidos por la medición y digitalizado de la tensión de salida y por el modulador PWM digital.

Para conseguir controlar la tensión de salida se han utilizado distintos lazos de realimentación, proporcionando todos ellos una dinámica mucho más rápida que la proporcionada por el convertidor con CFP y más aun que la exigida por la carga (el variador más el motor). Por tanto se ha seleccionado por simplicidad un integrador que proporciona una velocidad de respuesta de la tensión de salida ante cambios de la carga más rápida que la dinámica de la carga. En la Figura 6.20(b) se muestra el diagrama de Bode de lazo cerrado y en la Figura 6.20(c) una simulación de la respuesta de la tensión de salida ante saltos de carga. Se puede ver una respuesta rápida, con la

estabilización de la tensión de salida en aproximadamente 0.1s ante saltos de carga con un tiempo de subida o bajada de aproximadamente 50ms desde una potencia de salida de 250W a una potencia de 500W y viceversa. Por lo tanto se ha comprobado que para el diseño de la estrategia de control del sistema multipuerto se puede considerar que la respuesta del convertidor DAB es teóricamente instantánea, como se había comentado con anterioridad.

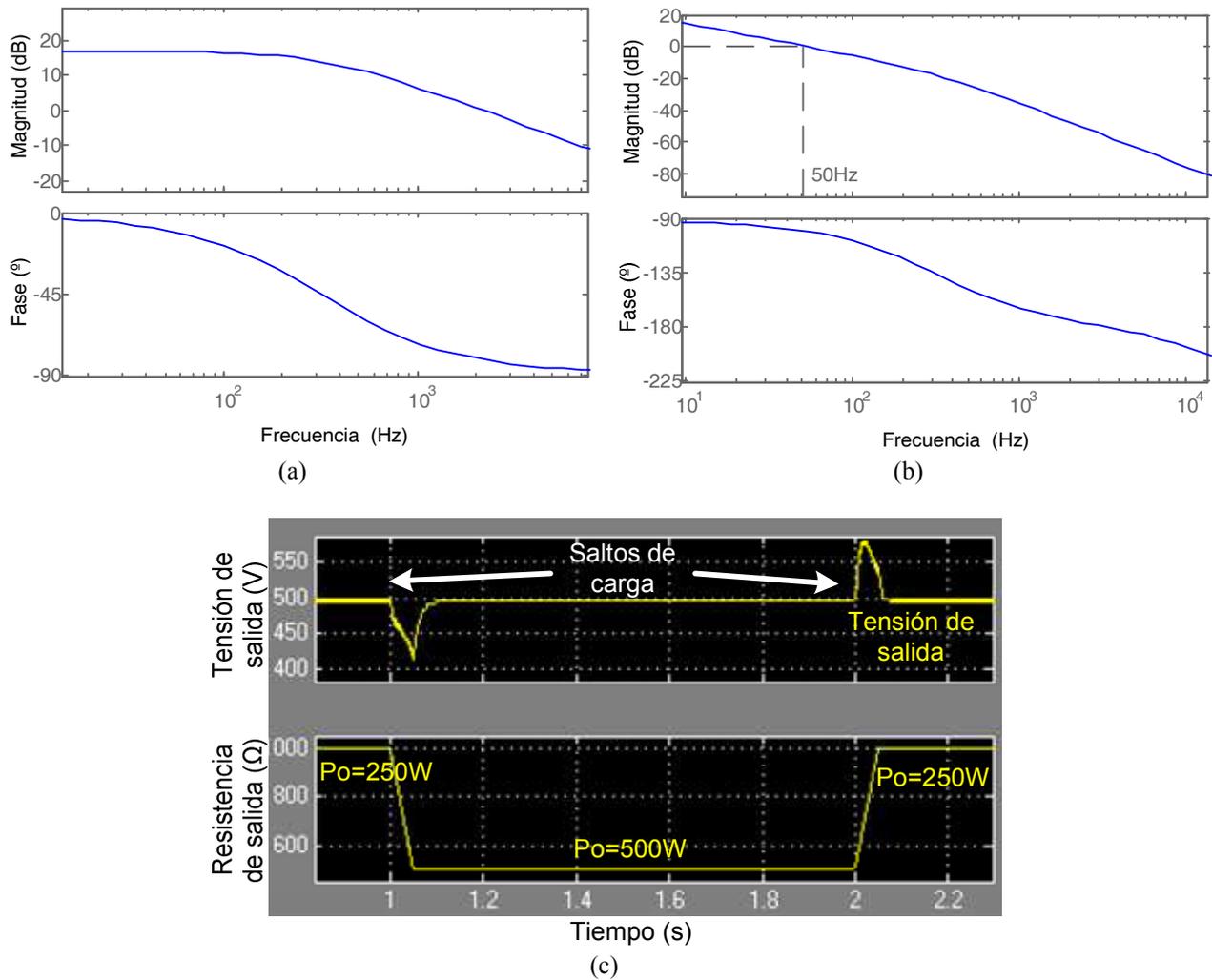


Figura 6.20. (a) Diagrama de Bode de la respuesta de la tensión de salida ante variaciones en el ciclo de trabajo. (b) Diagrama de Bode de la respuesta en lazo cerrado de la tensión de salida. (c) Respuesta dinámica de la tensión de salida ante saltos de carga (250W-500W-250W).

Por último cabe mencionar que el uso del control digital para realizar el control del convertidor DAB permite la inclusión de funciones extra como la implementación de protecciones, posibilidad de variar los coeficientes del compensador o monitorizar ciertas variables, entre otras. En este caso, el uso del control digital en el convertidor facilita el control del sistema multipuerto completo, ya que es más sencillo apagar el convertidor, cambiar sus lazos, sus tensiones de referencia e implementar cierta comunicación.

6.2.3 PRUEBAS EXPERIMENTALES EN LOS DISTINTOS MODOS DE OPERACIÓN

Para realizar las pruebas de funcionamiento del sistema completo se ha realizado un programa de control que determina la variable de control que se debe usar en cada momento para cumplir con los modos de operación propuestos. Para tomar las decisiones oportunas, el control sólo necesita medir la tensión del bus y la tensión de las baterías (para el Modo 3). Con dicha información se decidirá si el convertidor DAB debe procesar potencia manteniendo una de sus tensiones (entrada o salida) constante o bien procesar potencia manteniendo la corriente (de entrada o salida) constante o incluso se podrá decidir que el convertidor debe estar apagado. Además, se podrá actuar sobre las referencias de los lazos de tensión y corriente para variar su valor. Un sencillo esquema de funcionamiento se presenta en la Figura 6.21. Como se puede observar, el control del convertidor elevador con CFP se realiza de manera analógica y, por lo tanto, no se puede actuar con demasiada flexibilidad sobre el mismo, únicamente se ha diseñado de manera que la tensión de salida del lazo de tensión se sature a 5V cuando el convertidor procese más de 2kW. No obstante, sobre el control del DAB se tiene absoluto control, lo que permitirá controlar el sistema multipuerto. La referencia del lazo de tensión (V_{ref_CC}) se podrá modificar para poder operar correctamente en los distintos modos de operación, como se detallará más adelante.

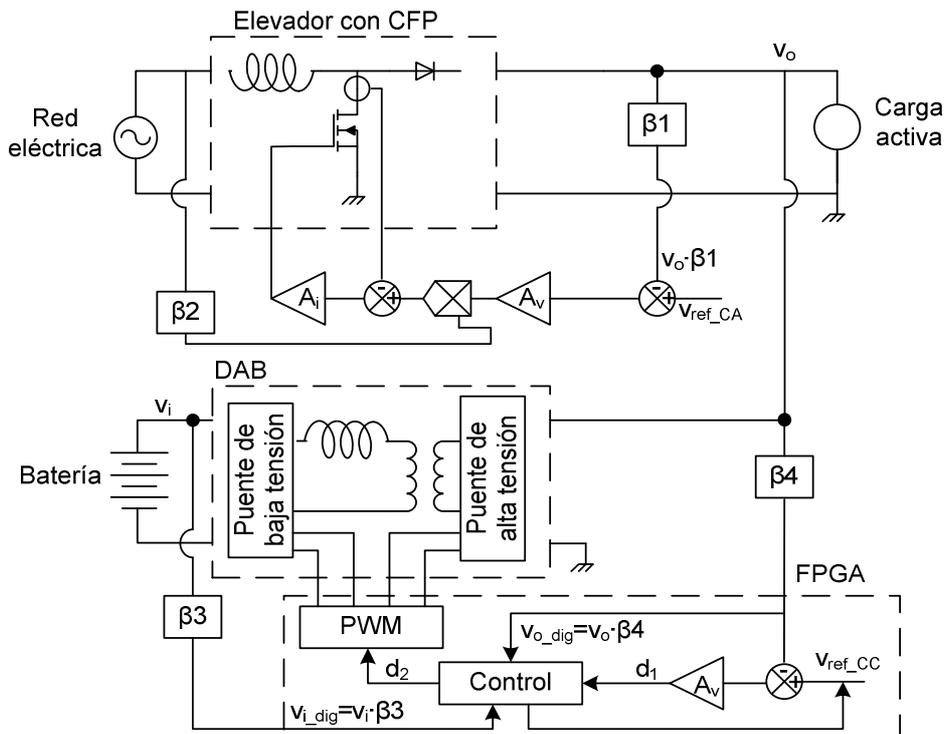


Figura 6.21. Esquema del sistema global con los lazos y el esquema del módulo de control.

En la Figura 6.22, se presenta un diagrama de flujo simplificado del control implementado y las decisiones que deberá tomar el control del sistema en función de las variables monitorizadas. Como se comenta, éste esquema es muy simplificado, ya que a la hora de la implementación real es necesaria la incorporación de otros mecanismos para evitar problemas en arranques y transiciones entre otros. Estas peculiaridades de la implementación real se irán comentando al presentar los resultados experimentales de cada prueba.

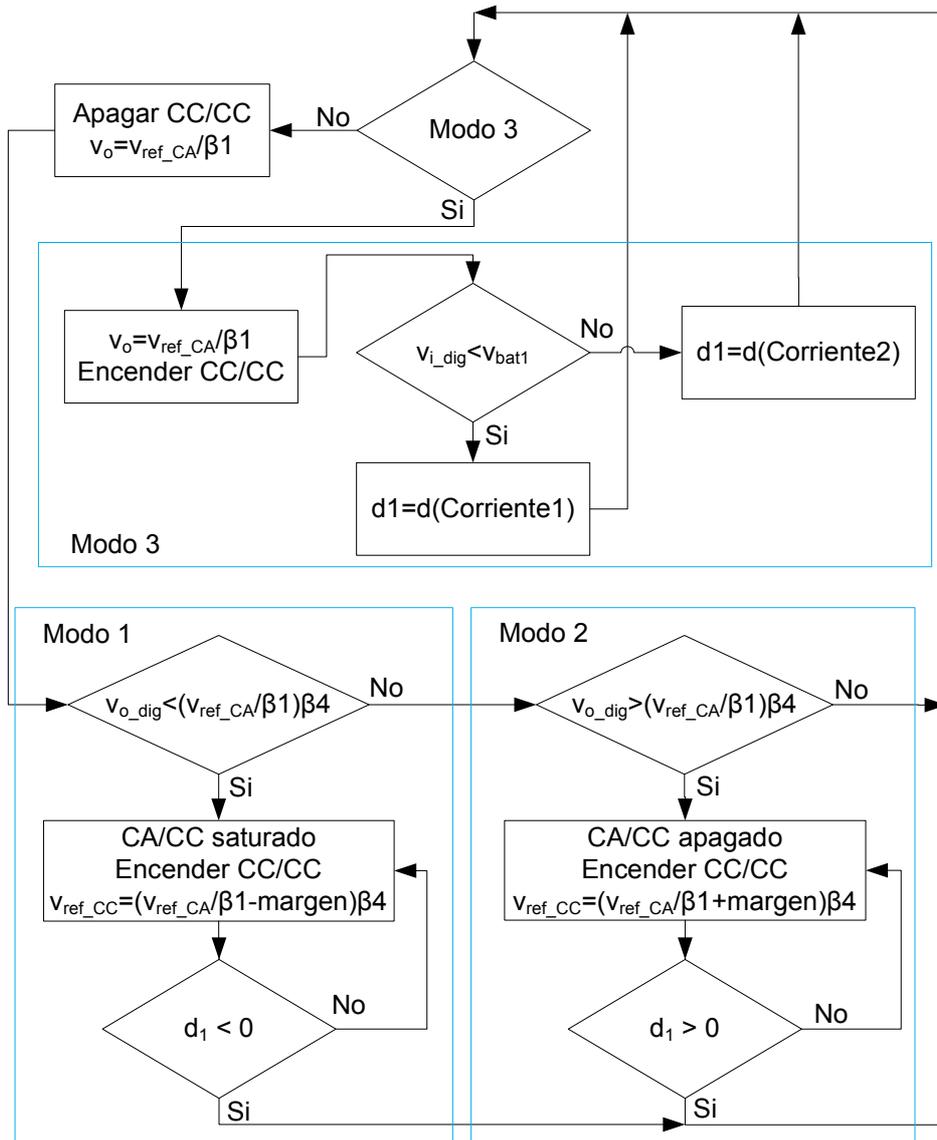


Figura 6.22. Diagrama de flujo del módulo de control implementado.

Como se puede observar en el esquema de la Figura 6.22, el control debe conocer de antemano en qué modo se encuentra para actuar en consecuencia. En la estrategia propuesta, se supone que se conocerá de antemano si el sistema se encuentra en el Modo 3 o no y el sistema podrá discernir de manera automática si la carga impone el Modo 1 o el Modo 2. Por lo tanto, el primer paso es comprobar si se debe realizar una recarga programada de las baterías, es decir estar en el Modo 3,

en caso afirmativo el convertidor elevador con CFP debe fijar la tensión de salida y el DAB determinará el valor de la corriente a inyectar en las baterías, que puede variar en función de la tensión de las mismas.

En caso de que el sistema no se encuentre en el Modo 3, el control comprueba si la tensión de bus está regulada correctamente por el convertidor elevador con CFP en el valor fijado por su lazo de tensión. En caso afirmativo, el DAB se encontrará apagado y la tensión de bus se controlará únicamente por el CFP a través de su lazo de realimentación analógico. En caso de que la carga exija más potencia de la que el convertidor CFP puede suministrar, la tensión de bus disminuirá, fenómeno que será detectado por el control ($v_{o_dig} < (v_{ref_CA}/\beta_1) \cdot \beta_4$) y supondrá la entrada en el Modo 1b, donde se encenderá el DAB para suministrar el resto de potencia necesaria y a través de su lazo de realimentación mantener la tensión del bus en un valor ligeramente inferior al determinado por el lazo de tensión del CFP ($v_o = v_{ref_CA}/\beta_1 - \text{margen}$). Esta situación se modificará cuando el convertidor DAB deba suministrar muy poca potencia y toda la potencia demandada por la carga pueda ser entregada por el CFP, lo que se detecta por niveles muy bajos del desfase de trabajo del DAB ($d_1 < 0$).

Por último, la entrada en el Modo 2 se producirá cuando la tensión de bus sea superior al valor fijado por el lazo de tensión del CFP, lo cual es detectado por el control cuando $v_{o_dig} > (v_{ref_CA}/\beta_1) \cdot \beta_4$. Esta situación indica que la carga está entregando potencia, el CFP no puede absorberla y por tanto la tensión sube. Para evitar que la tensión suba demasiado, el DAB debe ser activado y pasará a controlar la tensión de bus en un valor ligeramente superior al deseado por el CFP ($v_o = v_{ref_CA}/\beta_1 + \text{margen}$), almacenando la energía generada por la carga en las baterías. Cuando la carga deja de dar potencia, el desfase de trabajo del DAB volverá a ser muy bajo ($d_1 > 0$) y por lo tanto se detendrá su funcionamiento devolviendo el control de la tensión de bus al CFP.

Para verificar el correcto funcionamiento del mencionado control y del paso de un modo a otro del sistema completo de manera autónoma se han realizado varias validaciones experimentales. En primer lugar en la Figura 6.23 se muestra el funcionamiento del sistema en el Modo 1. Estando los dos convertidores dispuestos para proporcionar energía a la carga, se puede observar como cuando el CFP es capaz de suministrar toda la potencia demandada por la carga, es éste el encargado de hacerlo y fijar la tensión de bus. Sin embargo, al ejecutar un salto de carga y demandar más potencia, el CFP se satura y la tensión de bus cae por debajo de un cierto nivel, lo que es detectado por el control, activando el DAB para proporcionar la potencia restante y controlar la tensión de bus. El DAB regula la tensión de bus en un valor un poco por debajo del

nivel que regula el CFP para que su control analógico que regula la tensión de salida no actúe sobre los interruptores apagando el convertidor y la energía pueda ser suministrada a la carga por los dos convertidores simultáneamente. En la Figura 6.23(b) se observa de manera detallada la entrada en funcionamiento del DAB. Se observa como el salto de carga satura el CFP, posteriormente la tensión de bus cae y la misma es controlada por el regulador de tensión del DAB, pasando a proporcionar corriente a la carga los dos convertidores. La Figura 6.23(c) muestra el proceso contrario, en el cual la carga vuelve a demandar menos potencia y el DAB es apagado cuando el control detecta que la referencia que determina la corriente que debe entregar el DAB es muy baja y por tanto la tensión de salida puede ser controlada solamente por el CFP. Cuando el DAB está encendido las formas de onda de corriente captan una importante cantidad de ruido de alta frecuencia, razón por la cual su trazo en el osciloscopio es muy ancho, como se puede apreciar en las figuras.

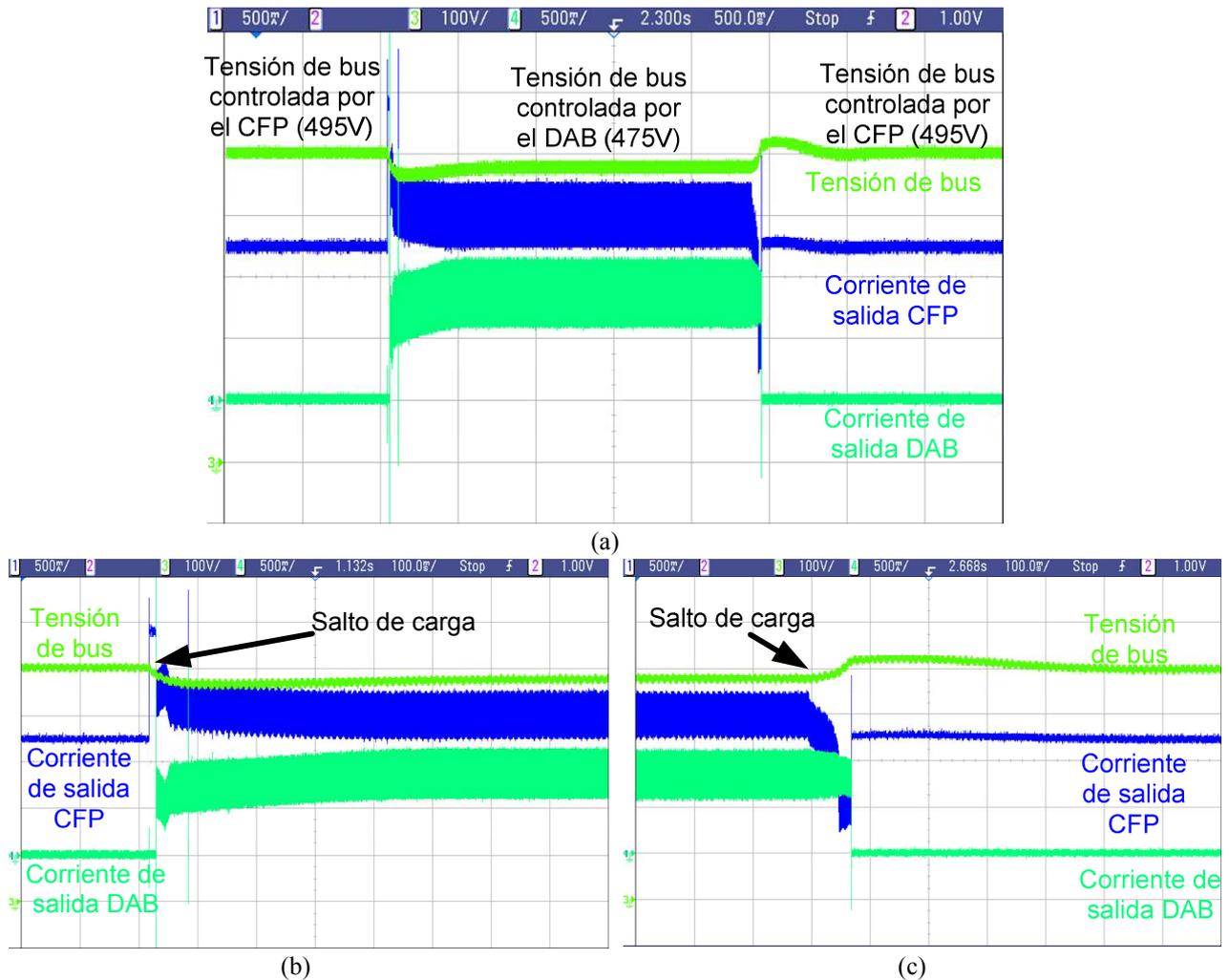


Figura 6.23. Formas de onda del Modo 1. (a) Encendido y apagado del DAB debido a un salto de carga. (b) Detalle del encendido del DAB por incremento de demanda de potencia. (c) Detalle del apagado del DAB por reducción de la demanda de potencia.

Se puede observar cómo debido a la diferencia entre las tensiones reguladas por los dos convertidores se produce una variación, dentro de unos márgenes, en la tensión de bus que la carga deberá ser capaz de soportar. La magnitud de esta variación puede cambiar debido a diversos aspectos, como son la precisión del regulador del CFP y del DAB y la precisión de la medición de la tensión de bus. En la Figura 6.24 se muestra como se puede conseguir reducir considerablemente la diferencia entre las dos tensiones reguladas por los convertidores, sin embargo esto exige mayor precisión al sensor de tensión y a los reguladores. Por tanto, en función de la permisividad de la carga en relación a la tensión que se le debe aplicar, se deberá buscar un valor de compromiso para esta diferencia entre las tensiones suministradas por los diferentes convertidores.

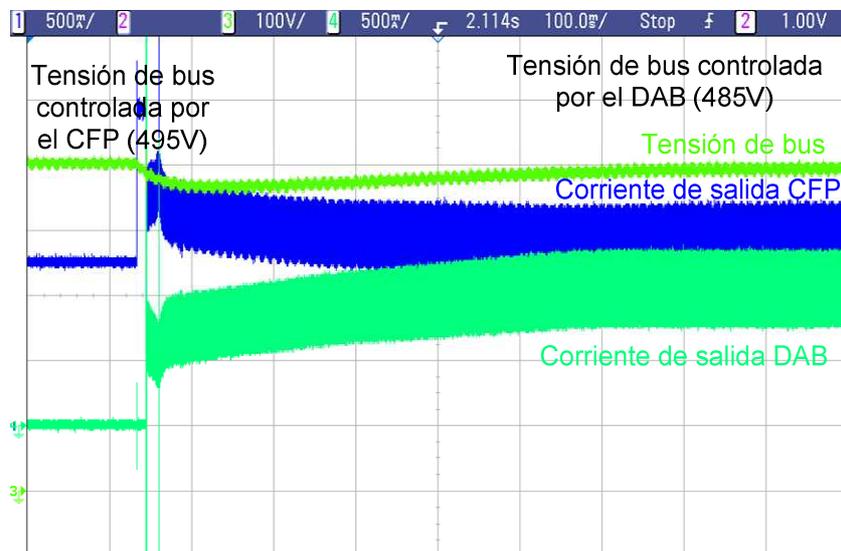


Figura 6.24. Formas de onda de operación donde se muestra que la diferencia entre las tensiones de bus reguladas por los distintos convertidores puede ser pequeña.

A continuación se presentará el funcionamiento del sistema completo operando en el Modo 2. En este modo es necesario disponer de una carga activa, que en la realidad será el motor. Sin embargo, en el momento de la realización del presente trabajo de tesis no hubo disponibilidad de una carga activa capaz de operar a 500V, que es la tensión de bus de ejemplo fijada para la realización de las pruebas. Por este motivo las pruebas realizadas para validar el funcionamiento del sistema de control en el Modo 2 se han realizado emulando la carga activa. Para la emulación de la carga activa se conectará en paralelo con una carga resistiva una fuente que inyectará corriente cuando sea necesario. Esta fuente actuará como una fuente de corriente, sin fijar la tensión, para emular de la manera más fiel posible el funcionamiento del motor (Figura 6.25). Se utilizará la limitación de corriente de la fuente para definir la corriente a inyectar. Por lo tanto, cuando la carga consuma corriente, la resistencia disipará esta energía y cuando la carga entregue

energía, esta será inyectada por la fuente conectada en paralelo en forma de corriente controlada por el limitador o protección de sobrecorriente.

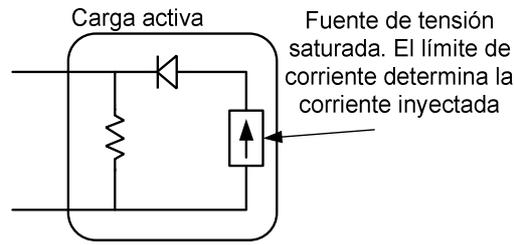


Figura 6.25. Esquema explicativo de la simulación de la carga activa con los medios disponibles en el laboratorio.

En la Figura 6.26 se pueden observar las formas de onda que se han considerado más representativas del funcionamiento del Modo 2. En ella se puede ver como cuando la tensión de bus puede ser controlada por el CFP, el DAB se encuentra desconectado. Sin embargo, en el momento en el que una carga activa inyecta corriente al bus, y por tanto la tensión del mismo asciende, este ascenso es detectado por el control, que actúa activando el DAB. El DAB en este modo debe utilizar la corriente inyectada por la carga para recargar las baterías y a su vez controlar la tensión de bus. La tensión de bus fijada por el DAB en este modo debe ser de un valor ligeramente mayor al fijado por el CFP. Al imponer una tensión de bus superior a la determinada por el lazo de tensión de salida del CFP, el control analógico del mismo reducirá la tensión de salida de su lazo hasta llegar a un valor mínimo y desconectar su control y por lo tanto pasar a no procesar potencia. Además, el diodo de salida del propio CFP queda polarizado inversamente impidiendo cualquier flujo de corriente.

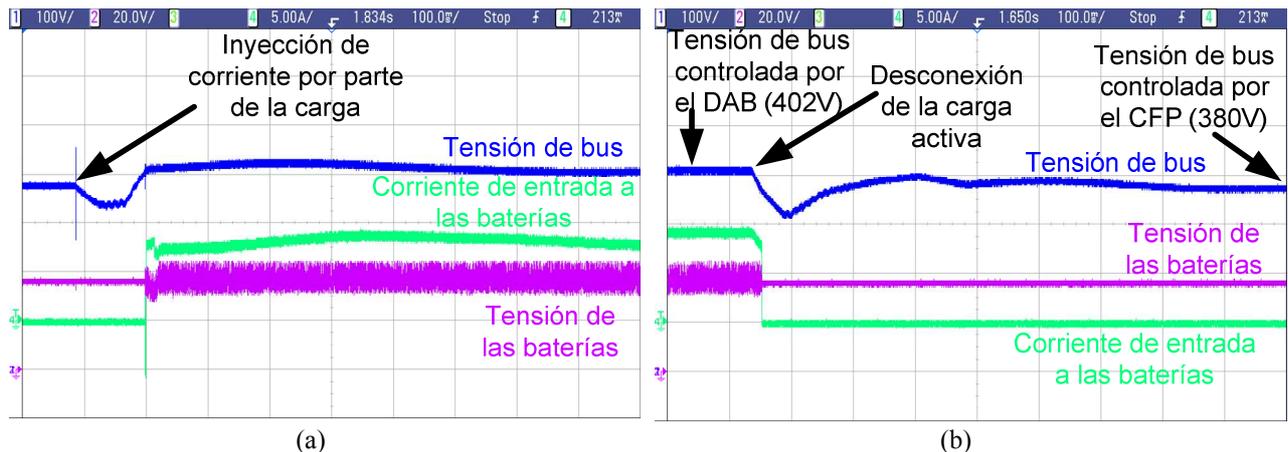


Figura 6.26. Formas de onda de operación más características del Modo 2. (a) Activación de la simulación del frenado regenerativo. (b) Desconexión del frenado regenerativo.

Por último se mostrará la validación del control generado para trabajar en el Modo 3. En este caso la entrada en el modo no es detectada por el control debido a magnitudes medidas en el sistema, sino que es activada por el usuario. Este modo define una carga controlada de las

baterías que será activada en función del uso del sistema o del nivel de carga de las mismas. Por lo tanto debe existir un control de alto nivel que valore varias variables o circunstancias del sistema y decida cuándo se debe realizar. Debido a la enorme variabilidad de las posibles señales a analizar para tomar la decisión de cargar de manera controlada las baterías, en el caso propuesto se realizará de manera manual. Por lo tanto, se tratará de validar cómo la carga de las baterías se puede activar y desactivar con libertad y que además la corriente de carga se realiza en función de la tensión medida en las baterías. Aunque se podría implementar y programar un perfil de carga mucho más complejo, para la validación del método se ha realizado un sencillo perfil de carga, de manera que si la tensión de las baterías está por debajo de un cierto nivel, la carga de las mismas se hace con una corriente, mientras que si este nivel de tensión es mayor, la carga se realiza con menor corriente.

En la Figura 6.27 se muestra la conexión y desconexión de la recarga de las baterías, así como un detalle de ambos procesos. Como se puede observar, los cambios de la corriente son muy rápidos y sin oscilaciones debido a que se ha optado por un control no realimentado, es decir que es el propio control en lazo abierto el que determina la corriente proporcionada por el DAB de una manera aproximada, fijando el desfase en un determinado valor. Como ya se ha detallado en el Capítulo 3, para una tensión de entrada y de salida determinada, el desfase aplicado fija la corriente que maneja el DAB, por lo tanto, siempre y cuando la carga de las baterías no exija un valor muy preciso de corriente, ésta se podrá realizar de una manera muy sencilla en lazo abierto.

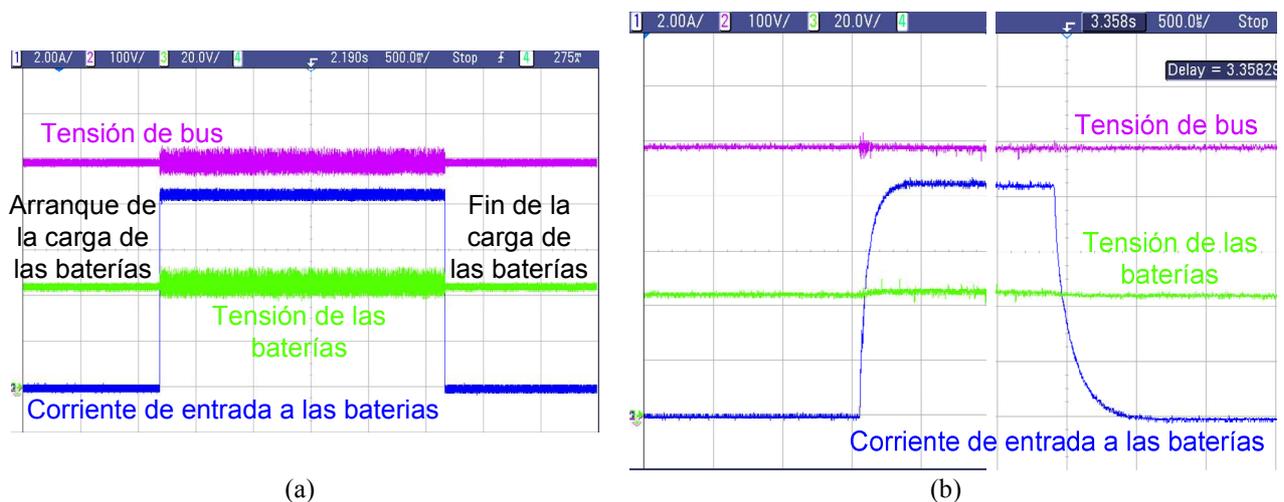


Figura 6.27. Formas de onda de operación en el Modo3, recarga de las baterías bajo demanda. (a) Encendido y apagado de la recarga de las baterías con una corriente determinada. (b) Detalle del encendido y del apagado.

En la Figura 6.28(b) se muestra como el control varía la corriente de carga de las baterías en función de la tensión de las mismas. Además se ha querido mostrar detalle de la corriente por la inductancia de dispersión en la Figura 6.28(a) y (c) para mostrar como varía la forma de la misma

en función del valor de la tensión de entrada, o más concretamente en función de la relación entre la tensión de entrada y la tensión de salida.

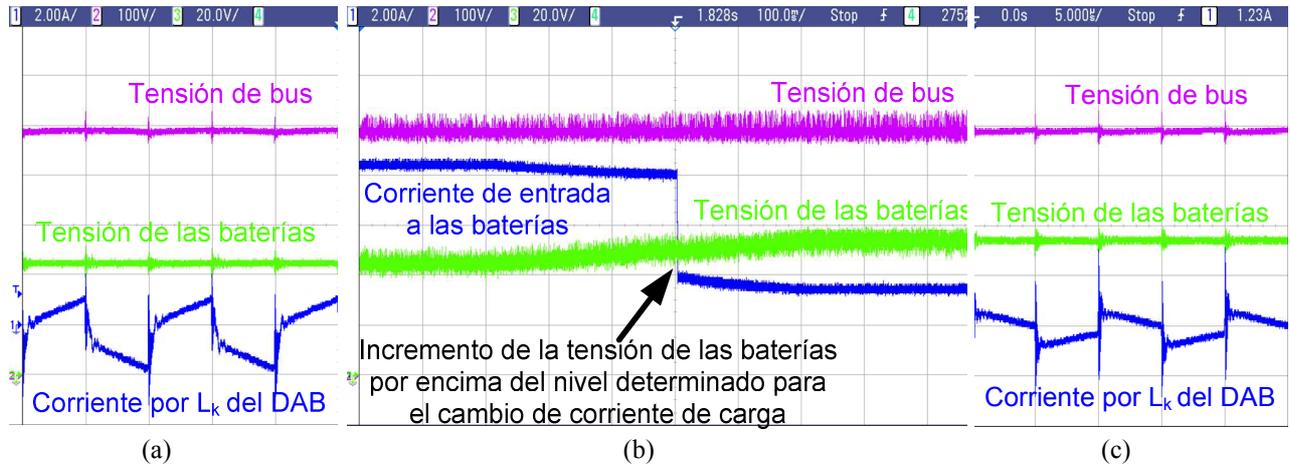


Figura 6.28. Formas de onda de operación en el Modo3, recarga de las baterías bajo demanda. (a) Detalle de la corriente por la inductancia de dispersión cuando la tensión de las baterías es baja. (b) Reducción de la corriente de carga al subir la tensión de las baterías por encima de la tensión determinada. (c) Detalle de la corriente por la inductancia de dispersión cuando la tensión de las baterías es alta.

BIBLIOGRAFÍA CAPÍTULO 6

- [6.30] Zhang, X.; Liu, S.; Chen, H.; Jun, X.; Guo, H., “Multiple-port DC/DC converter for power flows management in electric vehicles”. *IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, p. 727-730. Junio 2010.
- [6.31] Jiang, W.; Fahimi, B., “Multi-port power electric interface for renewable energy sources”. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, p. 347-352. Febrero 2009.
- [6.32] Jiang, W.; Fahimi, B., “Multiport power electronic interface—concept, modeling, and design”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.26-7, p.1890-1900. Julio 2011.
- [6.33] Xu, H.; Wen, X.; Qiao, E.; Guo, X.; Kong, L., “High power interleaved boost converter in fuel cell hybrid electric vehicle”. *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, p. 1814-1819. Mayo 2005.
- [6.34] Huber, L.; Irving, B.T.; Jovanovic, M.M., “Closed-loop control methods for interleaved DCM/CCM boundary boost PFC converters”. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, p. 991-997. Febrero 2009.
- [6.35] Nussbaumer, T.; Raggl, K.; Kolar, J.W., “Design guidelines for interleaved single-phase boost PFC circuits”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56-7, p. 2559-2573. Julio 2009.
- [6.36] Hernando, M. M.; Fernandez, A.; Garcia, J.; Lamar, D. G.; Rascon, M., “Comparing Si and SiC diode performance in commercial AC-to-DC rectifiers with power-factor correction”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53-2, p. 705- 707. Abril 2006.
- [6.37] Ridley, R. B., “Average small-signal analysis of the boost power factor correction circuit”. *Proceedings VPEC Seminar*, p. 108–120. 1989.

7 CONCLUSIONES, APORTACIONES Y TRABAJO FUTURO

En este capítulo se mostrarán las conclusiones obtenidas gracias a la realización de este trabajo, poniendo de manifiesto las aportaciones más relevantes. Por otro lado, se presentarán una serie de líneas futuras de investigación que se considera que pueden ser interesantes como continuación de este trabajo de tesis.

7.1 CONCLUSIONES

La constante búsqueda de sistemas de alimentación más eficientes conduce en muchas ocasiones a la incorporación de algún sistema de almacenamiento energético, y por lo tanto, al uso de convertidores bidireccionales. La incorporación de un sistema de almacenamiento en un sistema de alimentación no es en general obvio, ni tiene porqué ser sencillo. Existirá un importante abanico de posibilidades y la decisión definitiva de la topología más adecuada para el sistema de alimentación a desarrollar dependerá de las especificaciones del mismo. En este trabajo, se ha presentado un estudio de diversas configuraciones, concluyendo cuál de ellas puede ser más recomendable en distintas situaciones, incidiendo sobre las ventajas e inconvenientes de cada una de ellas para las variaciones de las especificaciones de operación.

Por otro lado, se ha realizado un estudio general de los convertidores bidireccionales más utilizados en el rango de tensiones y potencias analizadas. Tras un análisis de las distintas posibilidades se ha seleccionado el convertidor conocido como DAB, y se ha estudiado éste en profundidad. Se ha realizado un análisis tanto estático como dinámico del mismo, centrándose en un estudio detallado de la búsqueda de una solución de compromiso entre la corriente reactiva manejada por el convertidor y el rango de operación con conmutaciones suaves del mismo, para aplicarlo posteriormente a diferentes diseños. Además, se han propuesto, analizado y verificado

experimentalmente varias técnicas para mejorar el rendimiento del convertidor y el rango de operación con conmutaciones suaves.

Una vez analizado el modo de operación del DAB y sus limitaciones, se ha comprobado su funcionamiento utilizando dispositivos de potencia basados en semiconductores de banda prohibida ancha. Las principales ventajas de estos novedosos dispositivos son su capacidad de soportar mayores niveles de tensión y la posibilidad de conmutar a mayores frecuencias sin un incremento excesivo de las pérdidas de conmutación. Por estos motivos, por un lado se ha testado el uso de dispositivos de nitruro de galio en un DAB a una elevada frecuencia, aunque utilizando menores tensiones y potencias, y por otro lado, se han utilizado dispositivos de carburo de silicio para la construcción del puente de alta tensión de un DAB, posibilitando el incremento de la tensión soportada por el mismo y de su frecuencia de conmutación.

Por último, se ha propuesto, diseñado e implementado un sistema de control digital que posibilita el funcionamiento autónomo de un sistema de alimentación multipuerto, compuesto por un convertidor bidireccional y un convertidor elevador con corrección del factor de potencia. Se ha comprobado su funcionamiento en diversos modos de operación cumpliendo los requisitos impuestos por los distintos puertos que interconecta el sistema.

7.2 APORTACIONES Y DIFUSIÓN DE LOS RESULTADOS

7.2.1 APORTACIONES

Las aportaciones obtenidas gracias a este trabajo de tesis que se consideran más relevantes son las siguientes:

- Se ha realizado un análisis estático y dinámico ideal del DAB que proporciona buenos resultados a partir de un modelo conceptualmente sencillo.
- Se ha analizado con detalle el compromiso que introduce el funcionamiento del DAB en relación a la cantidad de corriente reactiva manejada y el rango de operación con conmutaciones suaves. Dicho análisis permite diseñar el DAB con diferentes criterios: mejora del rendimiento a plena potencia o extensión del rango de funcionamiento con ZVS.
- Se han presentado varias técnicas que permiten la ampliación del rango de funcionamiento con conmutaciones suaves y el rendimiento global del convertidor DAB. Las diferentes

propuestas proporcionan un abanico de posibilidades que permite la elección de una u otra en función de las especificaciones que deba cumplir el convertidor.

- Se han incorporado dispositivos de potencia basados en semiconductores de banda prohibida ancha para posibilitar el funcionamiento del convertidor DAB a una mayor frecuencia o soportando mayores tensiones en comparación con dispositivos de silicio. Se ha validado la mejora de prestaciones y rendimiento que estos dispositivos pueden aportar.
- Se ha diseñado, implementado y verificado un sencillo sistema de control digital que sólo precisa de la medición de tensiones para permitir el funcionamiento de un sistema de alimentación con tres puertos de manera autónoma en diversos modos de operación.

7.2.2 DIFUSIÓN DE LOS RESULTADOS

A continuación se citan los artículos de revista y las ponencias en congresos como consecuencia del presente trabajo de tesis:

- “An insight into the switching process of power MOSFETs: an improved analytical losses model”. M. Rodríguez, A. Rodríguez, P. F. Miaja, D. G. Lamar, J. Sebastián. IEEE Transactions on Power Electronics. vol. 25- 6, p. 1626-1640. Junio 2010.
- “Análisis estático y dinámico del convertidor bidireccional en doble puente activo”. A. Rodríguez, J. Sebastián, D. G. Lamar, M. M. Hernando, A. Vázquez. SAAEI, p. 422-427, Bilbao (España). Julio 2010.
- “An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion”. A. Rodríguez, J. Sebastián, D. G. Lamar, M. M. Hernando, A. Vázquez. ECCE, p. 1129-1135, Atlanta (Georgia). Septiembre 2010.
- “Convertidor elevador de 150V a 400V basado en semiconductores de SiC con un rendimiento del 97,5% a 1MHz”. A. Rodríguez, A. Vázquez, D.G. Lamar, M. Fernández, J. Sebastián. SAAEI, p. 79-84, Guimaraes (Portugal). Julio 2012
- “Comparativa de topologías bidireccionales de convertidores CC-CC con y sin aislamiento galvánico para aplicaciones de gestión de baterías”. A. Vázquez, A. Rodríguez, D.G. Lamar, M.M. Hernando. SAAEI, p. 51-56, Guimaraes (Portugal). Julio 2012.
- “Estudio comparativo del convertidor reductor-elevador en cascada y del convertidor medio puente y puente completo activo para conversiones bidireccionales”. A. Vázquez, A.

Rodríguez, D.G. Lamar, M.M. Hernando. SAAEI, p. 101-106, Guimaraes (Portugal). Julio 2012.

- “Three-port power electronic system for energy storage and recovery using a parallel connection of a power factor corrector boost and a dual active bridge”. A. Rodríguez, A. Vázquez, D. G. Lamar, M.M. Hernando. EPE-PEMC, p. LS7d.4-1-LS7d4-8, Novi Sad (Serbia). Septiembre 2012.
- “Optimizing the efficiency of a DC-DC boost converter over 98% by using commercial SiC transistors with switching frequencies from 100 kHz to 1MHz”. A. Rodríguez, M. Fernández, A. Vázquez, D.G. Lamar, M. Arias, J. Sebastián. APEC, p. 641-648, Long Beach (California). Marzo 2013.
- “Increasing the voltage and the switching frequency in a Dual Active Bridge using a normally-on SiC JFET in a cascode configuration”. A. Rodríguez, A. Vázquez, M. Fernández, D.G. Lamar and M.M. Hernando. ECCE, aceptado para publicación, Denver (Colorado). Septiembre 2013.
- “Switching performance comparison of the SiC JFET and the SiC JFET/Si MOSFET cascode”. M. Fernández, A. Rodríguez, D.G. Lamar, J. Sebastián. ECCE, aceptado para publicación, Denver (Colorado). Septiembre 2013.

7.3 LINEAS DE TRABAJO FUTURAS

El presente trabajo es el primero que se realiza en el ámbito de los sistemas de alimentación multipuerto, incorporando convertidores bidireccionales y controlando el sistema de manera digital en el Grupo de Sistemas de Alimentación (SEA) de la Universidad de Oviedo. Por lo tanto, se han establecido unas bases y unos conocimientos sobre los convertidores bidireccionales y el control digital de sistemas multipuertos que permitirán continuar avanzando sobre esta línea de investigación. En particular se proponen varias líneas que se consideran interesantes:

- Análisis en mayor detalle de las posibilidades de la modularización de convertidores. Esta posibilidad se ha propuesto en el Capítulo 4, proponiendo el paralelizado de DABs. Sin embargo, se considera que existen muchas ventajas y posibilidades en la modularización de convertidores y su posterior control digital. Por lo tanto, se considera que existen una gran cantidad de técnicas a analizar que permitirán aportar mejoras en función de las necesidades del sistema.

- Con respecto al sistema multipuerto implementado, se considera interesante eliminar el control analógico utilizado para el convertidor elevador con corrección del factor de potencia. De esta manera se tendrá mayor control sobre el sistema completo. Al introducir un convertidor en un sistema multipuerto es interesante la implementación de mecanismos de control que permitan modificar cualquier parámetro de su funcionamiento para facilitar su interacción con otros convertidores u otros sistemas.
- El uso de dispositivos de potencia basados en semiconductores de banda prohibida ancha, tanto nitruro de galio como carburo de silicio, ofrece importantes ventajas que se han explorado inicialmente en esta tesis. No obstante, queda mucho trabajo por hacer a la hora de incorporar este tipo de dispositivos tratando de optimizar al máximo todas sus ventajas. La implementación de nuevos circuitos de gobierno, el análisis de nuevas topologías o la posibilidad de aumentar la frecuencia de conmutación y las tensiones que deben soportar los interruptores entre otras muchas posibilidades, abren un importante campo a explorar.
- Existen otras topologías bidireccionales que en función de las especificaciones del sistema pueden llegar a ser tan interesantes o más que el DAB. En relación al convertidor bidireccional se considera importante estudiar otras técnicas de control del propio DAB u otras topologías con o sin aislamiento galvánico que puedan proporcionar grandes ventajas en función de las especificaciones que deban cumplir.

7.4 FINANCIACIÓN DEL TRABAJO

Este trabajo de tesis ha sido principalmente financiado por el Ministerio de Educación a través de la convocatoria 2008 de ayudas para becas y contratos del Programa de Formación del Profesorado Universitario (FPU). Referencia de la beca AP2008-03380.

También han contribuido a la financiación del presente trabajo de tesis los siguientes proyectos de financiación pública: CENIT FUE-EM-119-07, CONSOLIDER MICINN-10-CSD2009-00046 y MICINN-10-DPI2010-21110-C02-01 y FICYT IB09-038.

Por último, los siguientes proyectos financiados por el centro tecnológico Ikerlan también han contribuido a la financiación de este trabajo: NETOLIFT, NETOLIFT 2, NETOLIFT 3 y CONVERTIKER.