UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES

NUEVAS SOLUCIONES TOPOLÓGICAS DE CONVERTIDORES CC/CC PARA ALIMENTAR CARGAS ELECTRÓNICAS CON BAJA TENSIÓN (0'8V-1'5V) Y RÁPIDA RESPUESTA DINÁMICA

TESIS DOCTORAL

PEDRO ALOU CERVERA

Ingeniero Industrial por la Universidad Politécnica de Madrid

Para la obtención del Grado de Doctor Ingeniero Industrial

2004

DEPARTAMENTO DE AUTOMÁTICA, INGENIERÍA ELECTRÓNICA E INFORMÁTICA INDUSTRIAL

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES

NUEVAS SOLUCIONES TOPOLÓGICAS DE CONVERTIDORES CC/CC PARA ALIMENTAR CARGAS ELECTRÓNICAS CON BAJA TENSIÓN (0'8V-1'5V) Y RÁPIDA RESPUESTA DINÁMICA

AUTOR:

PEDRO ALOU CERVERA

Ingeniero Industrial por la Universidad Politécnica de Madrid

DIRECTOR:

JOSÉ ANTONIO COBOS MÁRQUEZ

Doctor Ingeniero Industrial por la Universidad Politécnica de Madrid

2004

Tribunal nombrado por el Magfco. y Excmo. Sr. Rector de la Universidad Politécnica de Madrid, el día 20 de febrero de 2004.

Presidente: D. Javier Uceda Antolín

Vocal: D. Enrique Dedé García-Santamaría

Vocal: D. Francisco Javier Sebastián Zúñiga

Vocal: D. Leopoldo García Franquelo

Secretario: D. Emilio Olías Ruiz

Suplente: D. Andrés Barrado Bautista

Suplente: D. Arturo Fernández González

Realizado el acto de defensa y lectura de la tesis el día 16 de junio de 2004 en la E.T.S. Ingenieros Industriales.

CALIFICACIÓN:

EL PRESIDENTE LOS VOCALES

EL SECRETARIO

A mis padres y a Sara

Agradecimientos

Durante estos años de trabajo he contado con la ayuda, el estímulo y el trabajo de muchas personas a las que ahora quiero agradecer su esfuerzo y apoyo:

José Antonio, tu experiencia, ideas y consejos han sido muy valiosos para la consecución de esta tesis.

Javier, ahora que comienzas una nueva etapa, creo que es un buen momento para recordar que siempre has estado ahí, exigiendo que diésemos lo mejor de nosotros, protegiendo nuestro entorno y orientándonos.

Oscar y Rober, compañeros y amigos que desde el principio me acogisteis y me ayudasteis.

Miguel, Celia y Jesús, empezamos juntos este largo camino compartiendo tanto la ilusión como los duros momentos.

Alfonso y Julio, vuestra experiencia y buen hacer me lo habéis ofrecido siempre que lo he necesitado.

Marina, Pablo, Cristina, Andrés y todos los demás doctorandos, con vuestra ilusión y trabajo habéis formado un grupo estupendo.

Pablo Pérez-Bedmar, Andrés, Cristóbal, Antonio y Rosalía, esta tesis también es resultado de vuestro trabajo y dedicación.

Luis, mi hermano y amigo, siempre juntos hemos compartido la complicidad de las travesuras, las inquietudes de la adolescencia y ahora la más sincera amistad.

Sara, tu cariño y comprensión han sido mi gran apoyo en estos últimos años, los más duros. Desde que nos conocimos siempre he tenido otra novia llamada "Tesis", espero poder compensarte por todos esos largos periodos de espera.

Papá y Mamá, creo que la Educación es el mejor legado que unos padres pueden dejar a sus hijos y si hay alguien que ha dado todo para que yo llegara hasta aquí, esos sois vosotros, gracias de corazón.

ÍNDICE

LISTA DE SÍMBOLOS.....VII

LISTA DE ACRÓNIMOS.....XIII

PLANTEAMIENTO Y RESUMEN DE LA TESIS DOCTORAL.....XV

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN A LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN DE BAJA TENSIÓN DE SALIDA Y RÁPIDA RESPUESTA DINÁMICA.....1

1.1 INTRODUCCIÓN.....5
1.2 EVOLUCIÓN Y TENDENCIA DE LAS NUEVAS ESPECIFICACIONES DE LOS MICROPROCESADORES.....6
1.3 SISTEMA DE ALIMENTACIÓN: MÓDULO REGULADOR DE TENSIÓN.....12
1.3.1 Sistema de alimentación en el sector del procesamiento de datos (datacom).....13
1.3.2 Sistema de alimentación en el sector de las telecomunicaciones (telecom).....17
1.3.3 Sistema de alimentación en el sector de la automoción.....19
1.4 GOBIERNO ASIMÉTRICO DEL TRANSFORMADOR: APLICABILIDAD Y LIMITACIONES..20
1.4.1 Posible saturación del transformador ante un escalón de carga.....22
1.4.1.1 Gobierno asimétrico: ejemplo A.....23
1.4.1.2 Gobierno asimétrico: ejemplo B.....25
1.4.1.3 Gobierno asimétrico: ejemplo C.....26
1.4.2 Resumen.....29
1.5 MOTIVACIÓN DE LA TESIS.....30

CAPÍTULO 2

ASPECTOS CRÍTICOS EN LOS CONVERTIDORES DE BAJA TENSIÓN DE SALIDA Y RÁPIDA RESPUESTA DINÁMICA.....31

2.1 INTRODUCCIÓN.....35
2.2 ANÁLISIS DETALLADO DE LA RECTIFICACIÓN SÍNCRONA EN CONVERTIDORES CON TRANSFORMADOR.....37
2.2.1 Esquema clásico de Rectificación Síncrona Autoexcitada.....39
2.2.1.1 Influencia del acoplamiento de los devanados auxiliares.....42
2.2.1.2 Resumen del análisis de las técnicas clásicas de Rectificación Síncrona Autoexcitada.....48
2.2.2 Rectificación Síncrona Externa.....50

2.2.2.1 Influencia de los retardos en el rendimiento del convertidor: medidas experimentales....58
2.2.2.2 Resumen del análisis de la Rectificación Síncrona Externa....65
2.3 INFLUENCIA DE LA RESPUESTA DINÁMICA: REDUCTOR EQUIVALENTE....67
2.3.1 Derivada de corriente (ΔI/Δt) y rizado de corriente ΔI....68
2.3.2 Capacidad de salida....71
2.3.3 Capacidad de entrada y tensión de entrada....77
2.3.3.1 Tensión de entrada: 2V....78
2.3.3.2 Tensión de entrada: 5V....78
2.3.3.3 Tensión de entrada: 12V....81
2.3.3.4 Tensión de entrada: 24V....81
2.3.4 Rendimiento: frecuencia óptima....84
2.4 CONVERTIDORES MULTIFASE: INFLUENCIA DEL NÚMERO DE FASES....88
2.4.1 Respuesta Dinámica del Reductor Multifase....92
2.4.2 Pérdidas del Reductor Multifase....94
2.4.3 Método de diseño propuesto....98
2.5 CONCLUSIONES Y RESUMEN DE APORTACIONES....103

CAPÍTULO 3

NUEVA TÉCNICA DE RECTIFICACIÓN SÍNCRONA AUTOEXCITADA CON DEVANADO ÚNICO (SWSDSR)....109

3.1 INTRODUCCIÓN....113
3.2 NUEVO ESQUEMA DE RECTIFICACIÓN SÍNCRONA AUTOEXCITADA: RECTIFICACIÓN SÍNCRONA DE DEVANADO ÚNICO....115
3.2.1 Análisis con gobierno simétrico del transformador....117
3.2.2 Análisis con gobierno asimétrico del transformador....119
3.2.3 Nuevo circuito de RSA con devanado único: Resumen y aplicación....122
3.3 INFLUENCIA DEL ACOPLAMIENTO DEL DEVANADO AUXILIAR....125
3.3.1 Convertidor de Pruebas: Prototipo I....125
3.3.2 Influencia de los principales parámetros: análisis teórico....129
3.3.2.1 Influencia de la inductancia serie....136
3.3.2.2 Influencia de la tensión de entrada....137
3.3.2.3 Influencia de la resistencia serie....138
3.3.2.4 Influencia de la capacidad C y la resistencia R_P....141
3.3.2.5 Parámetros críticos: resumen y conclusiones....143
3.3.3 Influencia de los distintos acoplamientos: estudio basado en simulaciones....144
3.4 VALIDACIÓN EXPERIMENTAL....149
3.4.1 Resultados experimentales con el Prototipo I....149
3.4.2 Resultados experimentales con el Prototipo II....151
3.5 SINCRONIZACIÓN ENTRE POTENCIA Y CONTROL CON LA NUEVA TÉCNICA DE RSA....156

3.5.1 Sincronización de las señales: Medio Puente 161
3.5.2 Sincronización de las señales: Medio Puente con ZVS..... 167
3.5.3 Resumen del análisis de la sincronización de la nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada. 173
3.6 CONCLUSIONES Y RESUMEN DE APORTACIONES 175

CAPÍTULO 4

GOBIERNO SIMÉTRICO DEL TRANSFORMADOR: ANÁLISIS Y APLICABILIDAD DE DIVERSAS SOLUCIONES TOPOLÓGICAS.....181

4.1 INTRODUCCIÓN.....185
4.2 GOBIERNO SIMÉTRICO DEL TRANSFORMADOR 188
4.3 COMPARACIÓN DE RECTIFICADORES: DOBLE ONDA CON TOMA MEDIA VS. DOBLADOR DE CORRIENTE 195
4.3.1 Comparación de las bobinas de salida 199
4.3.2 Respuesta dinámica..... 202
4.3.3 Transformador 204
4.3.3.1 Diseño del transformador para las especificaciones consideradas.....207
4.3.4 Influencia en los Interruptores de Primario 210
4.3.5 Influencia en los Rectificadores Síncronos 212
4.3.6 Oscilaciones durante los tiempos muertos..... 214
4.3.7 Selección de la etapa rectificadora para cada especificación..... 218
4.3.8 Campo de aplicación: Rectificador de Toma Media vs Doblador de Corriente 219
4.4 VALIDACIÓN MEDIANTE EL CONVERTIDOR MEDIO PUENTE CON RECTIFICADOR DE DOBLE ONDA CON TOMA MEDIA.....221
4.4.1 Especificaciones..... 222
4.4.2 Diseño: Medio Puente con Toma Media..... 222
4.4.2.1 Relación de Transformación.....223
4.4.2.2 Frecuencia de conmutación 225
4.4.2.3 Filtro de salida: Inductancia y capacidad.....227
4.4.2.4 Interruptores de primario y rectificación 230
4.4.2.5 Transformador 231
4.4.2.6 Lazo de Control 231
4.4.3 Resultados Experimentales 234
4.4.4 Resumen y conclusiones..... 240
4.5 VALIDACIÓN MEDIANTE EL CONVERTIDOR MEDIO PUENTE CON RECTIFICADOR DOBLADOR DE CORRIENTE. 242
4.5.1 Especificaciones..... 242
4.5.2 Diseño: Medio Puente con Doblador de Corriente 242
4.5.2.1 Relación de Transformación, Frecuencia de Conmutación e Inductancias de salida 243

4.5.2.2 Filtro de salida: Bobinas y Capacidad 247
4.5.2.3 Transformador 248
4.5.2.4 Interruptores de Primario y Rectificadores Síncronos 250
4.5.2.5 Control 251
4.5.3 Resultados experimentales 252
4.5.3.1 Comparación con otra solución: Push-Pull Forward 256
4.5.4 Resumen y conclusiones 260
4.6 CONCLUSIONES Y RESUMEN DE APORTACIONES 262

CAPÍTULO 5

ANÁLISIS Y COMPARACIÓN DE SOLUCIONES BASADAS EN CONVERTIDORES MULTIFASE 267

5.1 INTRODUCCIÓN 271
5.2 ESPECIFICACIONES Y MÉTODO DE ANÁLISIS 273
5.3 INFLUENCIA DE LA TENSIÓN DE ENTRADA EN EL CONVERTIDOR REDUCTOR MULTIFASE 279
5.3.1 Diseño y Resultados con 5A/μs 280
5.3.1.1 Tensión de entrada 2V 282
5.3.1.2 Tensión de entrada 5V 285
5.3.1.3 Tensión de entrada 12V 289
5.3.1.4 Tensión de entrada 24V 293
5.3.1.5 Influencia de la tensión de entrada con 5A/μs 295
5.3.2 Diseño y Resultados con 20A/μs 301
5.3.2.1 Tensión de entrada 2V 302
5.3.2.2 Tensión de entrada 5V 307
5.3.2.3 Tensión de entrada 12V 313
5.3.2.4 Tensión de entrada 24V 320
5.3.2.5 Influencia de la tensión de entrada con 20A/μs 325
5.4 APLICABILIDAD DEL CONVERTIDOR MEDIO PUENTE MULTIFASE 332
5.4.1 Diseño del Medio Puente: 5A/μs y 20A/μs 333
5.4.2 Diseño y Resultados con 5A/μs 335
5.4.3 Diseño y Resultados con 20A/μs 339
5.5 COMPARACIÓN DE LAS DIFERENTES SOLUCIONES MULTIFASE 344
5.5.1 Comparación de soluciones para 5A/μs 344
5.5.2 Comparación de soluciones para 20A/μs 346
5.6 CONCLUSIONES Y RESUMEN DE APORTACIONES 352

CAPÍTULO 6

SOLUCIONES BASADAS EN CONVERTIDORES DE DOS ETAPAS 357

6.1 INTRODUCCIÓN 361
6.2 SELECCIÓN DE TOPOLOGÍAS 363

6.2.1 Segunda etapa: transformador CC/CC de tensión 365
6.2.2 Segunda etapa: transformador CC/CC de corriente 368
6.3 CONVERTIDOR REDUCTOR + MEDIO PUENTE (50%) 370
6.3.1 Análisis en pequeña señal: influencia de los principales parámetros . 372
6.3.1.1 Consideraciones sobre el ancho de banda y la respuesta dinámica 374
6.3.2 Aplicación para Telecomunicaciones: Prototipo VI..... 380
6.3.2.1 Diseño del Prototipo VI.....380
6.3.2.2 Resultados experimentales del Prototipo VI.....384
6.3.2.3 Comparación con un convertidor de una etapa.....386
6.3.3 Aplicación para tensión universal: Prototipo VII..... 387
6.3.3.1 Diseño del Prototipo VII 388
6.3.3.2 Resultados experimentales del Prototipo VII 392
6.3.4 Resumen: Reductor + Medio Puente (50%) 393
6.4 CONVERTIDOR REDUCTOR MULTIFASE + TRANSFORMADOR DE CORRIENTE CC/CC (50%).....395
6.4.1 Influencia de la relación de transformación (n:1)..... 396
6.4.2 Transformador de corriente CC/CC 398
6.4.3 Diseño y resultados experimentales del Prototipo VIII 400
6.4.3.1 Comparación con otras soluciones 402
6.4.4 Resumen: Reductor Multifase + Transformador de corriente CC/CC (50%)..... 406
6.5 CONCLUSIONES Y RESUMEN DE APORTACIONES 408

CAPÍTULO 7

CONCLUSIONES 411

7.1 APORTACIONES DEL PRESENTE TRABAJO.....415
7.2 SUGERENCIAS PARA FUTUROS TRABAJOS 424

REFERENCIAS.....429

ANEXO I 443

ANEXO II.....457

LISTA DE SÍMBOLOS

ΔI	Rizado de corriente que un convertidor inyecta a su condensador de salida
ΔI_L	Rizado de corriente por la bobina de salida de un convertidor o rizado de corriente por fase
ΔI_{MAG1}	Rizado de la corriente magnetizante de un transformador vista desde primario
$\frac{\Delta I}{\Delta t}$	Derivada de corriente máxima que puede inyectar un convertidor a través de su bobina de salida, o sus bobinas de salida en el caso de soluciones con varios convertidores en paralelo o desfasados
Δt_R	Tolerancia de los tiempos de retardo entre las señales de control de los interruptores de un convertidor
ΔV	Variación de la tensión de salida de un convertidor ante un escalón de carga
ΔV_{pp}	Rizado de alta frecuencia en la tensión de salida de un convertidor
Φ	Flujo magnético
η	Rendimiento
ω_n	Pulsación natural del sistema no amortiguado
ω_d	Pulsación amortiguada
ζ	Coeficiente de amortiguamiento
A_{Fe}	Área efectiva de un núcleo magnético
$(A/\mu s)_{\uparrow}$	Derivada de corriente de subida máxima que puede inyectar un convertidor a través de su bobina de salida, o sus bobinas de salida en el caso de soluciones con varios convertidores en paralelo o desfasados

$(A/\mu s)_{\downarrow}$	Derivada de corriente de bajada máxima que puede inyectar un convertidor a través de su bobina de salida, o sus bobinas de salida en el caso de soluciones con varios convertidores en paralelo o desfasados
B	Densidad de flujo magnético
B_{FW}	Máxima densidad de flujo magnético que se alcanza en un transformador Forward cuando se satura el ciclo de trabajo para responder a un escalón de carga desde vacío a plena carga
B_{max}	Máxima densidad de flujo magnético
$\hat{B}$	Mitad del rizado pico a pico de la densidad de flujo magnético
C	Capacidad
C_{DS}	Capacidad drenador-fuente
C_{GS}	Capacidad puerta-fuente
C_{iss}	Capacidad de entrada de un MOSFET
C_{oss}	Capacidad de salida de un MOSFET
C_S	Capacidad de salida de un convertidor
d	Ciclo de trabajo
E_{DC}	Energía máxima almacenada por las dos bobinas del rectificador doblador de corriente
E_L	Energía máxima almacenada en una bobina
E_{TM}	Energía máxima almacenada por la bobina del rectificador de doble onda con toma media
F	Número de fases de un convertidor multifase
F_C	Factor de cancelación de rizado de un convertidor multifase
f_{SW}	Frecuencia de conmutación

G	Función de transferencia entre la tensión de salida de un convertidor y la señal de control (ciclo de trabajo)
I	Corriente eléctrica
I_{CE}	Corriente demandada al condensador de entrada de un convertidor
I_E	Corriente de entrada de un convertidor
I_L	Corriente por la bobina de salida
I_{MAX}	Corriente máxima
I_{OFF}	Corriente que circula por un interruptor justo en el instante que se quiere apagar ese interruptor
I_{PRIM}	Corriente por el devanado primario del transformador
I_S	Corriente de salida
I_{SEC}	Corriente por el devanado secundario del transformador
L_{BUS}	Inductancia serie del bus de distribución
L_{EQUIV}	Inductancia de salida equivalente de un convertidor multifase
L_M	Inductancia magnetizante de un transformador
L_{MP}	Inductancia de salida de un convertidor Medio Puente
L_{PRIM_CUAT}	Inductancia de dispersión medida desde el primario del transformador con el devanado cuaternario cortocircuitado
L_{PRIM_SEC}	Inductancia de dispersión medida desde el primario del transformador con el devanado secundario cortocircuitado
$L_{PRIM_SEC1+SEC2}$	Inductancia de dispersión medida desde el primario del transformador con los devanados secundarios (SEC1 y SEC2) en serie y cortocircuitados
L_{PRIM_TER}	Inductancia de dispersión medida desde el primario del transformador con el devanado terciario cortocircuitado
$L_{Reductor}$	Inductancia de salida de un convertidor Reductor

L_S	Inductancia serie
l_g	Longitud del entrehierro de un componente magnético
N_{AUX}	Número de vueltas en el devanado auxiliar
N_{PRIM}	Número de vueltas en el devanado primario
N_{SEC}	Número de vueltas en el devanado secundario
n	Relación de transformación
n_{AUX}	Relación de transformación entre primario y un devanado auxiliar del transformador
n_{DC}	Relación de transformación entre primario y secundario de un transformador con rectificador doblador de corriente
n_{TM}	Relación de transformación entre primario y un secundario de un transformador con toma media
P	Potencia eléctrica
P_{Cond}	Pérdidas de conducción en un MOSFET
P_{DC}	Pérdidas totales calculadas en un convertidor Medio Puente con Rectificador Doblador de Corriente
P_{Devan}	Pérdidas en los conductores de un componente magnético
$P_{excitación}$	Pérdidas de excitación de un MOSFET
$P_{Núcleo}$	Pérdidas en la ferrita de un componente magnético
$P_{Parasit}$	Pérdidas de un MOSFET debidas a la capacidad parásista de salida (C_{oss})
P_{SW}	Pérdidas de conmutación (convivencia tensión corriente) en un MOSFET
P_{TM}	Pérdidas totales calculadas en un convertidor Medio Puente con Rectificador de doble onda con toma media
R	Resistencia eléctrica

R_{BUS}	Resistencia serie del bus de distribución
R_{DSON}	Resistencia en conducción de un MOSFET
R_{ON}	Resistencia en conducción
R_P	Resistencia paralelo
$R_{PRIM-SEC}$	Resistencia de cortocircuito en primario con el devanado secundario cortocircuitado
R_S	Resistencia serie
T	Periodo de conmutación
t	Tiempo
t_{OFF}	Tiempo de apagado de un interruptor
t_{ON}	Tiempo de encendido de un interruptor
t_{OPT}	Retardo óptimo entre el apagado de un interruptor y el encendido del siguiente
t_{SAT}	Tiempo que se encuentra saturado el ciclo de trabajo cuando el control responde de forma ideal ante un escalón de carga
V	Tensión eléctrica
$V\gamma$	Caída de tensión directa de un diodo en conducción
V_{AUX}	Tensión en el devanado auxiliar
V_{BUS}	Tensión de distribución del sistema de alimentación
V_{COM}	Señal de control que determina el ciclo de trabajo de un convertidor. Señal de salida del amplificador de error
V_{CC}	Tensión de alimentación de un microprocesador
V_{DS}	Tensión drenador-fuente de un MOSFET
V_{DSmax}	Máxima tensión drenador-fuente de un MOSFET de primario
V_E	Tensión de entrada a un convertidor
V_{Fe}	Volumen efectivo de un núcleo magnético

V_{GS}	Tensión puerta-fuente de un MOSFET
V_{GSTH}	Tensión umbral de puerta-fuente de un MOSFET
V_{INT}	Tensión intermedia en los convertidores de dos etapas
V_L	Tensión aplicada a una bobina
V_{PRIM}	Tensión en el devanado primario de un transformador
V_{RECT}	Tensión de salida de una etapa rectificadora
V_S	Tensión de salida de un convertidor
V_{SEC}	Tensión en el devanado secundario de un transformador
V_{TH}	Tensión umbral (threshold) de puerta-fuente de un MOSFET

LISTA DE ACRÓNIMOS

AUX	Devanado auxiliar de un transformador
CA/CC	Corriente Alterna / Corriente Continua
CC/CC	Corriente Continua / Corriente Continua
CUAT	Devanado cuaternario de un transformador
DVS	*Dynamic Voltage Scaling* (Escalado dinámico de tensión)
EMI	*Electromagnetic Interferences* (Interferencias electromagnéticas)
ESL	*Equivalent Series Leakage* (Inductancia serie equivalente)
ESR	*Equivalent Series Resistance* (Resistencia serie equivalente)
LDMOS	*Lateral Diffusion Metal-Oxide-Semiconductor* (metal-óxido-semiconductor de difusión lateral)
MCC	Modo de conducción continuo
MCD	Modo de conducción discontinuo
MP	Topología Medio Puente
MOSFET	*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor* (Transistor de metal-óxido-semiconductor de efecto de campo)
OBC	*On Board Converter* (Convertidor de tarjeta)
PCB	*Printed Circuit Board* (Tarjeta de Circuito impreso)
PRIM	Devanado primario de un transformador

PWM	*Pulse Width Modulator* (Modulador por ancho de pulso)
RDC	Rectificador Doblador de Corriente
RSA	Rectificación Síncrona Autoexcitada
RS	Rectificador Síncrono
RSs	Rectificadores Síncronos
RTM	Rectificador de Doble Onda con Toma Media
SEC	Devanado secundario de un transformador
SMT	*Surface Mounting Technology* (Tecnología de montaje superficial)
SWSDSR	*Single Winding Self-Driven Synchronous Rectification* (Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único)
TER	Devanado terciario de un transformador
VRM	*Voltage Regulator Module* (Módulo regulador de tensión)
ZVS	*Zero Voltage Switching* (Conmutación a tensión cero)
2D	Dos dimensiones

PLANTEAMIENTO Y RESUMEN DE LA TESIS DOCTORAL

La alimentación de los nuevos circuitos electrónicos y microprocesadores de altas prestaciones es de gran complejidad y requiere de fuentes de alimentación muy específicas y de alta calidad. Además, estos circuitos electrónicos están en constante evolución, incrementando la velocidad de procesamiento de datos y mejorando de forma general todas sus prestaciones.

Esta evolución y constante mejora de los microprocesadores supone un reto para las respectivas fuentes de alimentación ya que para el correcto funcionamiento de estos circuitos electrónicos se requiere una tensión eléctrica de alimentación de gran calidad lo que supone desde el punto de vista de la fuente de alimentación unas especificaciones cada vez más exigentes.

En este sentido se han de destacar tres aspectos críticos en la evolución de la alimentación de los nuevos microprocesadores y circuitos integrados similares:

1) En primer lugar, la tensión de alimentación es muy baja. De los 5V de tensión de alimentación de hace quince o veinte años se ha pasado a 3’3V a principios de los años noventa y desde entonces la tensión se ha ido reduciendo a 2V, 1’5V, 1’2V e incluso 0’8V.
2) En segundo lugar, al ir aumentando las prestaciones de los circuitos electrónicos, la potencia demandada por los mismos va creciendo y por tanto la corriente eléctrica que ha de suministrar la fuente de alimentación es muy alta. Hay circuitos que demandan en torno a 10A o 20A pero también los hay que requieren 50A, 70A e incluso 100A.
3) Por último, pero no por ello menos importante, los microprocesadores presentan cambios de estado cada vez más agresivos y en unos pocos cientos de nanosegundos pasan de plena actividad a estar prácticamente inactivos. Estos transitorios tan rápidos se convierten en cambios muy bruscos en la potencia y por tanto en la corriente eléctrica demandada por el microprocesador; este escalón de carga lo ha de suministrar correctamente la fuente de alimentación.

Estos tres aspectos hacen que el diseño de las fuentes de alimentación de estos circuitos sea cada vez más complicado y desde hace quince años se vienen

proponiendo constantemente nuevas soluciones para intentar resolver los problemas que van surgiendo y que van convirtiendo en obsoletas algunas de las soluciones que antes sí que eran aplicables.

Dada la complejidad y la importancia de estas fuentes de alimentación, se las ha bautizado con el nombre de Módulo Regulador de Tensión (VRM, Voltage Regulator Module) para así distinguirlas de otros convertidores CC/CC.

Existe un cuarto aspecto que ha de tenerse en cuenta y que también afecta de forma importante a la fuente de alimentación que es la tensión eléctrica de entrada. Habitualmente la tensión de entrada del VRM es baja, 5V o 12V, dado que la tensión de salida ha de ser muy pequeña. Si la relación entre la tensión de entrada y la de salida es pequeña, se facilita el diseño del convertidor. Sin embargo y por diferentes motivos, en algunos sectores industriales se tiende a tener un sistema de alimentación con una tensión de distribución alta (24V, 42V, 48V, etc.). Soluciones que puedan alimentar adecuadamente los nuevos circuitos electrónicos desde la alta tensión del bus de distribución son de un gran interés en sectores como el de las telecomunicaciones, el procesamiento de datos y la automoción.

La presente Tesis doctoral se centra en soluciones topológicas que desde alta tensión de entrada sean capaces de alimentar correctamente a los nuevos circuitos electrónicos y sus exigentes especificaciones. Se analizan y comparan diferentes técnicas de Rectificación Síncrona y se propone de forma original un nuevo circuito para conseguir tener Rectificación Síncrona Autoexcitada en topologías aplicables a las nuevas necesidades. Se propone y se valida el uso de topologías con gobierno simétrico del transformador para alimentar estos circuitos. Se analiza la influencia de la respuesta dinámica en la topología Reductor Multifase y se comprueba su limitación para trabajar con tensión de entrada alta, proponiendo y validando como topología alternativa el Medio Puente Multifase. Por último, se propone de forma original dos nuevas soluciones, basadas en dos etapas en cascada, se determina su campo de aplicación y se comparan estas nuevas soluciones con otras alternativas.

En el **primer capítulo** se hace una breve revisión de cuáles son las principales especificaciones y tendencias de los microprocesadores. También se revisan las tendencias en el sistema de alimentación de tres sectores industriales: procesamiento de datos, telecomunicaciones y automoción. Además, se estudian las limitaciones de

las soluciones que se vienen utilizando para alimentar desde alta tensión de entrada (48V) las cargas electrónicas de baja tensión.

En el **segundo capítulo** se analizan aspectos críticos de las fuentes de alimentación de baja tensión y rápida respuesta dinámica.

En estas aplicaciones, la corriente de salida es muy elevada y se generan pérdidas por conducción muy altas que pueden reducirse si se sustituyen los diodos rectificadores por MOSFETs, técnica conocida por *Rectificación Síncrona* y que resulta prácticamente obligatoria en este tipo de aplicaciones. El único inconveniente es que se debe gobernar a los MOSFETs; en función de cómo se gobiernan los rectificadores se puede distinguir fundamentalmente entre dos técnicas: *Rectificación Síncrona Autoexcitada* y *Rectificación Síncrona Externa*. En este capítulo se analizan estas técnicas de *Rectificación Síncrona* y se estudia su aplicabilidad a las nuevas necesidades de rápida respuesta dinámica. Este estudio, que constituye una aportación original de esta tesis, permitirá conocer las ventajas y las limitaciones de las principales técnicas de *Rectificación Síncrona*.

En este segundo capítulo también se analiza la influencia de la respuesta dinámica en la etapa de potencia. Dado que la mayor parte de las topologías empleadas en este tipo de aplicaciones son derivadas del convertidor *Reductor*, este análisis se realiza con el *Reductor Equivalente*. Este estudio, que es una aportación original de esta tesis, permite determinar la influencia de la respuesta dinámica del convertidor en los condensadores de entrada y de salida así como en el rendimiento del convertidor.

Por último en este capítulo se presenta de forma original un método de diseño de los convertidores Multifase. Este método se basa en medidas experimentales y su principal objetivo es comparar diferentes soluciones Multifase con la misma respuesta dinámica, estando cada solución optimizada en pérdidas.

En el **tercer capítulo** se propone de forma original un nuevo circuito de *Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único* (SWSDSR). Este nuevo circuito requiere un devanado auxiliar y permite extender las ventajas de la *Rectificación Síncrona Autoexcitada* a topologías con capacidad de rápida respuesta dinámica y por tanto aplicables a las nuevas necesidades.

Este nuevo circuito se analiza en gran profundidad y detalle, estudiando la influencia de los principales parámetros y especialmente la influencia del acoplamiento del devanado auxiliar con el resto de devanados. El análisis del acoplamiento del transformador se ha realizado con herramientas de elementos finitos y a partir de modelos de parámetros distribuidos, aptos para modelar transformadores

de varios devanados. También se ha estudiado la sincronización de las señales de control y las de potencia.

El nuevo circuito se ha validado con dos prototipos en este capítulo y con un total de seis prototipos a lo largo de la tesis.

En el **cuarto capítulo** se propone de forma original el uso de topologías con gobierno simétrico del transformador (Medio Puente, Push-Pull,…) para alimentar cargas de baja tensión y rápida respuesta dinámica. La aplicabilidad de este tipo de topologías se valida con dos prototipos.

Dos son las etapas rectificadoras más apropiadas para este tipo de topologías: el *Rectificador de Media Onda con Toma Media* y el *Rectificador Doblador de Corriente*. También ha de destacarse como aportación original de esta tesis el análisis y la comparación que se hace de estas dos etapas rectificadoras, determinando sus respectivos campos de aplicación.

En el **quinto capítulo** se analiza, con unas especificaciones determinadas y en base a resultados experimentales, cuál es la influencia de la respuesta dinámica y de la tensión de entrada en una topología ampliamente usada como es el *Reductor Multifase*. Este estudio constituye una aportación original de la tesis y permite determinar cuáles son las limitaciones de esta solución para trabajar con tensiones de entrada altas.

En este quinto capítulo se propone de forma original la utilización de la topología *Medio Puente Multifase* como alternativa al *Reductor Multifase* en aplicaciones que aunque no requieran aislamiento, sí sea interesante trabajar con una tensión de distribución alta (24V, 42V, 48V). La aplicabilidad de esta solución se valida en un prototipo, comparando en términos de coste, tamaño y rendimiento los resultados alcanzados con esta solución y los alcanzados con soluciones basadas en el Reductor Multifase.

En el **sexto capítulo** se proponen también de forma novedosa dos soluciones, basadas en dos etapas en cascada, para alimentar las nuevas cargas electrónicas. En los dos casos la primera etapa se encarga de regular la tensión de salida así como absorber las variaciones de la tensión de entrada y la segunda etapa se optimiza para las altas corrientes de salida y se encarga exclusivamente de adaptar la salida de la primera etapa a los niveles de tensión y corriente demandados por la carga. Esta segunda etapa se comporta como un "transformador de CC/CC".

La primera solución es el convertidor *Reductor + Medio Puente (50%)*. Esta solución se analiza en detalle identificando las claves de diseño, sus características dinámicas y su campo de aplicación. Esta primera solución se valida con dos prototipos y se compara con otras alternativas.

La segunda solución propuesta en este capítulo es el convertidor *Reductor Multifase + Transformador de corriente CC/CC*. También se estudia esta solución en detalle, destacando sus claves de diseño. Esta solución se ha validado con un prototipo y se han comparado los resultados obtenidos con otras soluciones competidoras, identificando su campo de aplicación.

Finalmente en el **séptimo capítulo** se resumen las conclusiones de los estudios realizados así como se destacan las aportaciones de este trabajo de investigación. Así mismo, se proponen líneas de trabajo futuro que, en este interesante mundo de la alimentación de los microprocesadores, el autor identifica como temas de gran interés en el corto o medio plazo.

Como resultado de las aportaciones y del trabajo que se ha desarrollado en esta Tesis doctoral se han publicado un total de **diez artículos en conferencias y revistas internacionales** ([39], [40], [41], [77], [84], [87], [101], [102], [116] y [122]). Seis de ellos han sido publicados en el IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC); tres de ellos en el IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC); y por último el *nuevo circuito de Rectificación Síncrona Autoexcitada (SWSDSR)* ha sido presentado en la revista del IEEE: Transactions on Power Electronics.

Capítulo 1

1 Introducción a las fuentes de alimentación de baja tensión de salida y rápida respuesta dinámica

Capítulo 1

Introducción a las fuentes de alimentación de baja tensión de salida y rápida respuesta dinámica

Índice

1.1 INTRODUCCIÓN 5
1.2 EVOLUCIÓN Y TENDENCIA DE LAS NUEVAS ESPECIFICACIONES DE LOS MICROPROCESADORES 6
1.3 SISTEMA DE ALIMENTACIÓN: MÓDULO REGULADOR DE TENSIÓN 12
1.3.1 Sistema de alimentación en el sector del procesamiento de datos (datacom) 13
1.3.2 Sistema de alimentación en el sector de las telecomunicaciones (telecom) 17
1.3.3 Sistema de alimentación en el sector de la automoción 19
1.4 GOBIERNO ASIMÉTRICO DEL TRANSFORMADOR: APLICABILIDAD Y LIMITACIONES 20
1.4.1 Posible saturación del transformador ante un escalón de carga 22
1.4.1.1 Gobierno asimétrico: ejemplo A 23
1.4.1.2 Gobierno asimétrico: ejemplo B 25
1.4.1.3 Gobierno asimétrico: ejemplo C 26
1.4.2 Resumen 29
1.5 MOTIVACIÓN DE LA TESIS 30

1.1 Introducción

En este capítulo se hace una breve revisión de cuál es la tendencia y la evolución de los actuales microprocesadores y cómo afectan a las correspondientes fuentes de alimentación.

También se revisa cuál es la tendencia de los sistemas de alimentación en tres sectores industriales: procesamiento de datos, telecomunicaciones y automoción. Para cada uno de estos sectores se analiza cómo se ve afectado el sistema de alimentación correspondiente por la evolución de las nuevas cargas electrónicas, identificando la necesidad de nuevas soluciones para los sistemas de alimentación.

Esta descripción sirve para motivar y entender el entorno en el que se desarrolla la presente Tesis y en qué campos de aplicación se pretende aportar soluciones.

1.2 Evolución y tendencia de las nuevas especificaciones de los microprocesadores

La industria de la microelectrónica ha evolucionado muy rápidamente durante los últimos años y se prevé que esta tendencia se prolongue en el futuro, traduciéndose en circuitos electrónicos cada vez más rápidos. Los microprocesadores son los circuitos integrados que mejor representan esta tendencia y de alguna forma son los que encabezan este movimiento. Según se va incrementando la velocidad y la capacidad de los microprocesadores, los fabricantes se encuentran con un **problema adicional: la alimentación del microprocesador**. La tensión de alimentación de este tipo de cargas electrónicas ha de ser de una gran calidad para su correcto funcionamiento, lo cual dificulta enormemente el diseño y la fabricación de las correspondientes fuentes de alimentación.

La constante evolución (tabla 1.1) de la tecnología de fabricación, representada por la mínima distancia de la longitud del canal, y de la tensión de alimentación son los principales factores que permiten la construcción de circuitos integrados cada vez más rápidos y potentes. Al reducir la tecnología de fabricación, se puede integrar un mayor número de circuitos y funciones en el mismo tamaño, además se incrementa la velocidad con que se ejecutan las operaciones. Todo ello, más funciones y más velocidad, supone un incremento del consumo del circuito integrado que podría ser un obstáculo importante si no fuera porque al mismo tiempo la tensión de alimentación se puede reducir.

Tabla 1.1
PREVISIÓN Y EVOLUCIÓN DE LA TECNOLOGÍA Y LA TENSIÓN DE ALIMENTACIÓN DE LOS MICROPROCESADORES EN LOS PRÓXIMOS AÑOS. SEMICONDUCTOR INDUSTRY ASSOCIATION (2001), [4] Y [5]

	1997	1999	2001	2003	2006	2010	2013	2016
Tecnología de fabricación del microprocesador (nm)	250	180	150	110	70	45	32	22
Tensión de alimentación del microprocesador (V)	1'8	1'5	1'1	1'0	0'9	0'6	0'5	0'4

Por lo tanto, la tensión de alimentación de los nuevos microprocesadores es cada vez más pequeña y ha de ser de una gran calidad. El microprocesador visto como carga electrónica es muy exigente y somete a su fuente de alimentación a condiciones de trabajo muy exigentes.

El diseño de este tipo de fuentes de alimentación es cada vez más complicado y claramente diferente del de las fuentes de alimentación convencionales. Esta distinción se ha hecho patente incluso en el nombre que reciben; en las últimas publicaciones internacionales estas fuentes de alimentación tan especiales son conocidas como *Módulos Reguladores de Tensión,* (*VRM* del término inglés Voltage Regulator Module [27], [28], [29], [52], [53], [54]).

Dos son las características fundamentales que hacen del microprocesador una carga tan especial y que representan los principales objetivos que han de cumplir los VRMs:

- La **baja tensión** de alimentación puede implicar **altas corrientes** de carga. Tal y como se ilustra en la figura 1.1, a medida que se reduce la tensión de alimentación crecen las prestaciones del microprocesador y por tanto la corriente demandada por el mismo. En los microprocesadores actuales la corriente máxima demandada es alrededor de 60A, y se prevé en el futuro corrientes de hasta 100A. Estas corrientes tan altas son muy perjudiciales para la fuente de alimentación ya que las pérdidas por conducción dependen del cuadrado de la corriente ($P = R\ I^2$). Este incremento de las pérdidas se convierte en un problema de gestión térmica que a menudo se traduce en un incremento del tamaño por el disipador necesario para impedir un incremento de temperatura excesivo.
- Los nuevos microprocesadores se comportan como **cargas dinámicas** que tan pronto trabajan a plena carga como están en reposo. Estas variaciones en la carga se traducen en escalones de corriente demandados al VRM, el cual debe garantizar que la tensión está bien regulada en todo momento. Para ello la **respuesta dinámica** de la fuente de alimentación debe ser muy buena y ha de ser capaz de responder rápidamente a los escalones de carga.

La corriente I_{CC} demandada por el microprocesador (figura 1.2) puede cambiar muy bruscamente, sin embargo la corriente I_{VRM} suministrada por la fuente de alimentación no puede seguir ese cambio tan agresivo y crece más lentamente. Durante ese tiempo, son los condensadores de salida del VRM los que suministran el incremento de energía, descargándose y por lo tanto disminuyendo la tensión de alimentación del microprocesador.

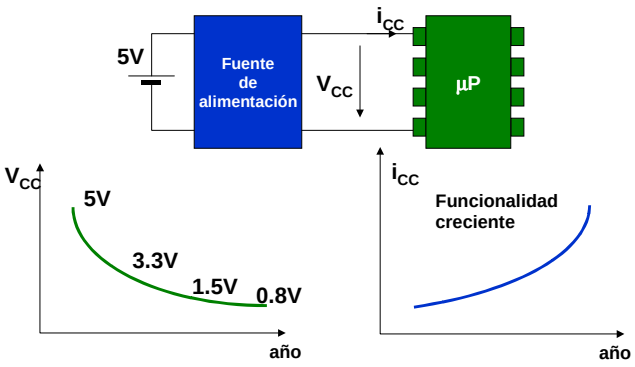


Figura 1.1 Evolución de la alimentación de los microprocesadores.

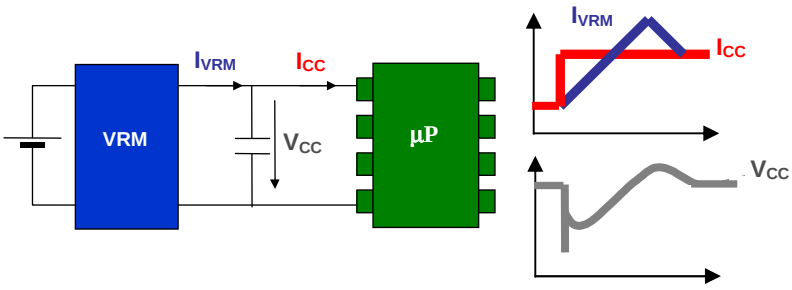


Figura 1.2 Variación de la tensión de alimentación ante un escalón de carga demandado por el microprocesador.

Sirvan como ejemplo las especificaciones (tabla 1.2) dadas por Intel para la fuente de alimentación del *Pentium 4* (2GHz) (VRM 9.0 [9]). Estas fuentes de alimentación deben alimentar al microprocesador con 1'5V desde vacío a plena carga (60A). En función del estado de ocupación del microprocesador, la carga de la fuente de alimentación variará y estas variaciones pueden ser muy bruscas tanto en tiempo como en magnitud, debiendo estar apropiadamente regulada la tensión de alimentación durante estos transitorios sin salirse de la desviación de tensión máxima permitida. Así el VRM de un Pentium 4 debe ser capaz de mantener la tensión de alimentación dentro de una variación máxima de 170mV cuando se produce un escalón de carga del 5% (1A) al 100% (60A) o viceversa. Para poder cumplir con estas especificaciones, el diseño del VRM es crítico, teniendo que responder muy rápidamente ante escalones de carga.

Tabla 1.2
ESPECIFICACIONES PARA LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN DEL PENTIUM 4 (VRM 9.0, ABRIL DE 2002)

Tensión de alimentación	1'5V
Máxima carga	60A
Máxima variación de la tensión ante escalones de carga de 1A a 60A o de 60A a 1A	170mV
Máxima derivada de corriente de los escalones de carga	50A/µs

Tal y como especifica Intel entre el VRM y el microprocesador existen un conjunto de condensadores de desacoplo (figura 1.3). La derivada de corriente que demanda el microprocesador justo en la entrada del mismo es del orden de 400A/µs ([9]); son los condensadores de desacoplo los que alimentan el escalón en los primeros instantes de forma que la derivada de corriente que ha de regular el VRM es de 50A/µs ([9]).

Para poder regular lo mejor posible la tensión de alimentación se ha de situar el VRM lo más cerca posible del microprocesador y reducir así las inductancias parásitas. Para ello es muy importante reducir el tamaño del VRM y por tanto optimizar al máximo su rendimiento.

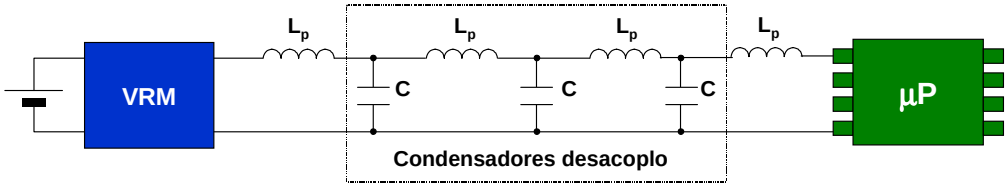


Figura 1.3 Condensadores de desacoplo e inductancias parásitas entre el VRM y el microprocesador.

Las últimas especificaciones que ha publicado Intel ([10], VRD 10.0, abril de 2003) corresponden a la última versión del Pentium 4, cuya frecuencia de reloj es de 3GHz (tabla 1.3). La tecnología de este microprocesador es de 130nm y su tensión de alimentación es de 1'5V. La principal diferencia con las especificaciones anteriores está en la carga máxima que es de 70A, si bien es verdad que en ese mismo documento se mencionan futuras versiones que requerirán de 90A. Además la tensión de desviación máxima ante escalones del 5% al 100% es de 130mV, lo que hace todavía más crítica la respuesta dinámica del VRM. La derivada de corriente justo a la entrada del microprocesador puede ser de hasta 700A/µs.

Tabla 1.3
ESPECIFICACIONES PARA LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN DEL PENTIUM 4, 3GHZ (VRD 10.0, ABRIL DE 2003)

Tensión de alimentación	1'5V
Máxima carga	70A
Máxima variación de la tensión ante escalones de carga de 1A a 70A o de 70A a 1A	130mV
Máxima derivada de corriente de los escalones de carga	50A/μs

Figura 1.4 Fotografía del microprocesador Pentium 4: disipador térmico y Módulo Regulador de Tensión.

Sin embargo los equipos electrónicos no sólo tienen microprocesadores de última generación. También nos vamos a encontrar con microprocesadores de generación media y por tanto de exigencias intermedias desde el punto de vista del sistema de alimentación. Sirva como ejemplo de microprocesador menos exigente las especificaciones dadas por Intel para la fuente de alimentación del *Pentium III* (800MHz) [7]. Estas cargas electrónicas, sin ser tan críticas, también necesitan ser tenidas en cuenta en el diseño de los sistemas de alimentación, dado que sus especificaciones siguen siendo muy exigentes comparadas con las de los microprocesadores de hace cinco años. A medidas que los sistemas incorporan este tipo de microprocesadores, aunque no sean los de última generación, el sistema de alimentación se debe adaptar a estas nuevas necesidades.

Tabla 1.4
ESPECIFICACIONES PARA LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN DEL PENTIUM III, 800MHZ (VRM 8.4, JULIO DE 2001)

Tensión de alimentación	1'7V
Máxima carga	17A
Máxima variación de la tensión ante escalones de carga de 1A a 17A o de 17A a 1A	±80mV
Máxima derivada de corriente de los escalones de carga	30A/μs

Una nueva especificación, diferente a la del microprocesador clásico pero donde también son necesarias fuentes de alimentación de rápida respuesta dinámica, es el ***Escalado Dinámico de Tensión*** (*Dynamic Voltage Scaling*, *DVS*, [139] - [146]).

El *Escalado Dinámico de Tensión* se está utilizando en los equipos portátiles con el objetivo de ahorrar al máximo la energía de las baterías y por tanto prolongar la autonomía de éstas. La idea es muy sencilla, cuando hay muchas tareas a desarrollar por el microprocesador, se eleva la tensión de alimentación y así se consigue que éste pueda trabajar a mayor frecuencia y por tanto realice rápidamente las tareas. Sin embargo, durante los periodos de latencia, el microprocesador tiene muy poca actividad y puede trabajar despacio, entonces se le alimenta con menor tensión y así se consigue ahorrar energía de las baterías.

Al igual que con los escalones de carga que ha de regular el microprocesador, cuanto más rápido pueda el convertidor variar la corriente de su bobina de salida, antes alcanzará los niveles de tensión requeridos, mejorando las prestaciones del *Escalado Dinámico de Tensión*. Sin embargo, y al contrario de lo que interesa con los escalones de carga, cuanto menor sea la capacidad de salida, más rápido se podrá escalar la tensión. Por lo tanto, aún teniendo las dos aplicaciones, escalones de carga y escalado de tensión, la necesidad común de fuentes de alimentación de rápida dinámica, los criterios de diseño de unas y otras son diferentes.

Sin entrar en más detalles de esta interesante aplicación, lo que nos interesa es remarcar la creciente necesidad en diferentes aplicaciones de convertidores con rápida respuesta dinámica.

Esta Tesis se va a centrar en la primera de las aplicaciones: cargas electrónicas de baja tensión de alimentación y altas corrientes que demandan escalones de carga muy exigentes.

1.3 Sistema de Alimentación: Módulo Regulador de Tensión

Como ya se ha comentado, las nuevas cargas electrónicas son muy exigentes y demandan a sus fuentes de alimentación tensiones muy bajas junto con altas corrientes y respuestas dinámicas muy rápidas. Estas especificaciones tan exigentes han llevado a que sea necesario tener una fuente de alimentación dedicada exclusivamente a alimentar este tipo de cargas. Estas fuentes de alimentación tan específicas se las denomina internacionalmente *Módulo Regulador de Tensión* (VRM, Voltage Regulator Module).

El sistema de alimentación que se utiliza para alimentar estas cargas es habitualmente distribuido ([13], [14], [15], [17], [18], [19], [20], [21], [22], [23], [24], [25], [26], [85], [86], [94], [95], [119], [120]). En los *Sistemas de Alimentación Distribuidos* existen varios escalones de conversión hasta llegar a la última etapa que es el VRM.

De entre los diferentes sectores industriales donde los microprocesadores se usan de forma muy extendida, se van a destacar tres de ellos dada la fuerte demanda que se tiene en estos sectores de fuentes de alimentación apropiadas para las nuevas necesidades. Los sectores a los que nos referimos son:

- El **sector de los computadores** o procesamiento de datos ("datacom"). Este sector engloba desde los grandes sistemas de procesamiento de datos con múltiples microprocesadores, pasando por las estaciones de trabajo y los ordenadores personales hasta llegar a sistemas más pequeños como son los ordenadores portátiles, agendas electrónicas, etc.
- Otro sector muy activo desde el punto de vista de las fuentes de alimentación es el de las **telecomunicaciones** ("telecom"). En los sistemas de telecomunicaciones, por ejemplo centralitas telefónicas, conviven tanto sistemas de telecomunicaciones como de procesamiento de datos ([19], [20], [21], [22]) lo que conduce a que en estos sistemas convivan equipos de última generación junto con microprocesadores de prestaciones más estándar y por tanto menos exigentes.
- El último sector que se quiere destacar es el de la **automoción**. Es bien conocido que en los últimos años el número de microprocesadores que se utilizan en los automóviles ha ido creciendo y va a seguir creciendo [23], [24],

[25], [26]. Este sector también es muy activo en la demanda de soluciones para sus sistemas de alimentación.

Dependiendo de cada sector industrial, el sistema de alimentación tiene unas características, unas necesidades y una evolución propias. A continuación se va a detallar para cada uno de los sectores mencionados cuáles son las características fundamentales del sistema de alimentación y cuáles son sus tendencias.

1.3.1 SISTEMA DE ALIMENTACIÓN EN EL SECTOR DEL PROCESAMIENTO DE DATOS (DATACOM)

Dentro de estos sistemas de alimentación hay que distinguir claramente entre las aplicaciones de equipos móviles o portátiles y las aplicaciones de ordenadores personales, estaciones de trabajo, grandes sistemas de procesamiento y servidores.

Las aplicaciones que tienen que ver con los equipos móviles son generalmente de potencias más pequeñas, adquiriendo una gran importancia la gestión y la optimización de la energía para prolongar al máximo la carga de las baterías. En los últimos años este campo está cobrando una gran relevancia, con importantes retos por resolver desde el punto de vista de los sistemas de alimentación. Así por ejemplo se vienen proponiendo diferentes ideas y circuitos electrónicos que permitan tener fuentes de alimentación con capacidad de escalar dinámicamente y con la suficiente rapidez la tensión de salida.

Como ya se ha dicho, las soluciones que se abordan en esta Tesis están en el segundo campo de aplicaciones, en el de los ordenadores personales, estaciones de trabajo y sistemas de procesamiento donde los VRMs deben regular adecuadamente los agresivos escalones de carga a que se ven sometidos.

En la figura 1.5 se presenta el esquema de la parte del Sistema de Alimentación de un ordenador personal que alimenta el microprocesador. El ordenador se alimenta desde red (corriente alterna), y la primera etapa del sistema de alimentación es un convertidor CA/CC que se encarga de suministrar una tensión continua de distribución, V_{BUS}, de la que se alimentan varias cargas y entre ellas el *Módulo Regulador de Tensión* (VRM) del microprocesador. La tensión de distribución es en algunos casos 12V y más habitualmente en torno a los 5V. Esta conversión desde los 220V de alterna a 5V de continua se puede hacer, dependiendo de cada aplicación, en una sola etapa o en dos etapas, el convertidor CA/CC y un segundo convertidor de CC/CC. La última etapa del sistema de alimentación es el llamado VRM que se

encarga de suministrar la baja tensión necesaria para alimentar el microprocesador con la calidad necesaria.

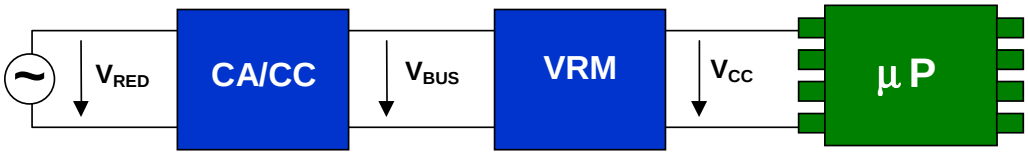


Figura 1.5 Sistema de Alimentación de un ordenador personal.

El motivo de que la tensión de distribución sea de 5V está en la solución topológica que se utiliza en el VRM para proporcionar la baja tensión de alimentación. Esta solución topológica se basa en el convertidor *Reductor* [1] (figura 1.6). El convertidor *Reductor* es uno de los más sencillos y el más apropiado para este tipo de cargas gracias a su filtro de salida. El único inconveniente que presenta es que al no tener transformador, la conversión entre la tensión de entrada y la de salida esta limitada, no pudiendo ser muy diferentes una de la otra. Así para generar 1V ó 1'5V, la tensión de entrada más apropiada sería alrededor de 5V. Una tensión más alta, por ejemplo 12V, es factible si bien es una tensión un poco alta para las posibilidades del convertidor *Reductor*.

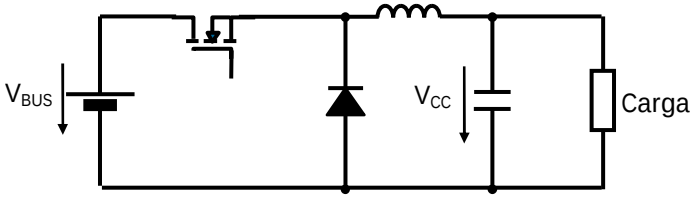


Figura 1.6 Convertidor Reductor.

Dada la importancia de las pérdidas de conducción en este tipo de convertidores de baja tensión y alta corriente se sustituye el diodo rectificador del convertidor por un transistor de efecto de campo (MOSFET) (figura 1.7), es lo que se denomina *Rectificación Síncrona* ([35] - [37]). Al utilizar un MOSFET como rectificador se reducen las pérdidas de conducción de forma muy importante ya que en vez de ser proporcionales a $I \cdot V_\gamma$ son proporcionales a $I^2 \cdot R_{DSON}$. Siendo V_γ la caída de tensión directa de un diodo y R_{DSON} la resistencia en conducción de un MOSFET. Gracias a las nuevas tecnologías de semiconductores se puede reducir mucho esta resistencia en conducción a valores de unos pocos miliohmios. Así por ejemplo, la caída de un diodo Schottky es al menos 0'3V lo que daría lugar a unas pérdidas de 3W para una corriente de 10A, sin embargo con un MOSFET de 5mΩ en conducción las

pérdidas serían de 0'5W, la sexta parte. Por lo tanto en este tipo de aplicaciones la topología que se utiliza es el *Reductor Síncrono*, convertidor *Reductor* con *Rectificación Síncrona*. El principal inconveniente de la Rectificación Síncrona es que el MOSFET rectificador hay que gobernarlo externamente y de forma sincronizada con el resto del convertidor.

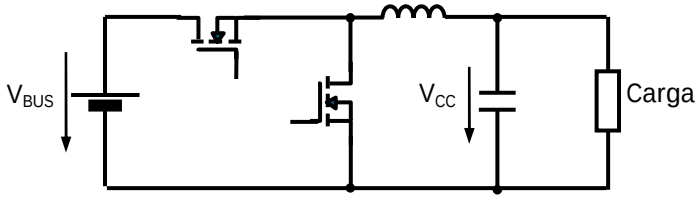


Figura 1.7 Convertidor Reductor Síncrono.

Para poder cumplir los requisitos de respuesta dinámica se están aplicando *técnicas de entrelazado de convertidores* (también denominados *Convertidores Multifase*) que consiste, básicamente, en poner en paralelo varios *Reductores Síncronos* y desfasarlos en el tiempo (figura 1.8) lográndose de esta forma una importante mejora de la respuesta dinámica de la fuente de alimentación ([52] - [60]).

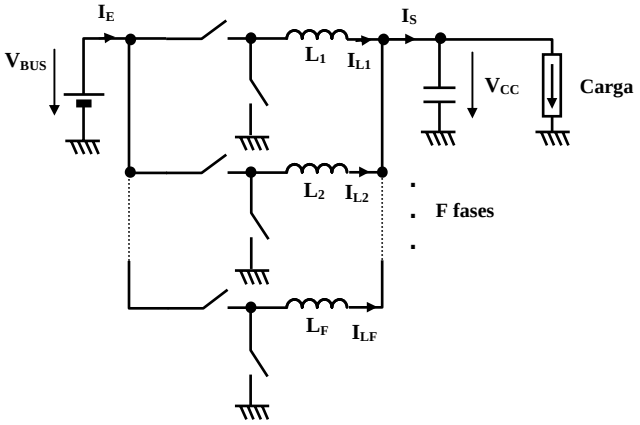


Figura 1.8 Convertidor Reductor Síncrono Multifase con "F" fases.

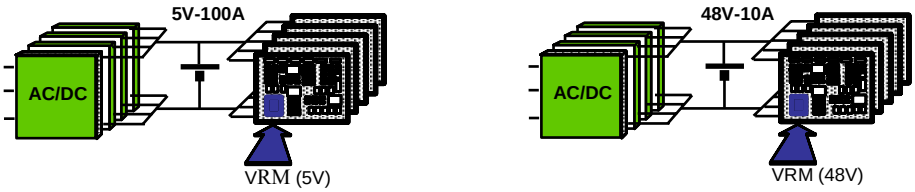
La solución de la figura 1.8, el convertidor *Reductor Síncrono Multifase*, es la que se utiliza para alimentar el Pentium III, siendo la tensión de entrada al VRM de 5V (VRM 8.5 y 8.4, [8] y [7] respectivamente).

Sin embargo, esta tensión de entrada, 5V, presenta ciertos inconvenientes, no siendo la solución más adecuada a medida que va subiendo la potencia del sistema. Así por ejemplo, el cambio del Pentium III al Pentium 4 conlleva un cambio en la

tensión de distribución pasando de 5V a 12V (VRD 10.0, [10]). El Pentium III consume una corriente alrededor de los 20A mientras que el Pentium 4 demanda una potencia tres veces más alta (60A – 70A). Este incremento de potencia es el que ha motivado el incremento de la tensión de alimentación.

Esta tendencia de subir la tensión de alimentación no sólo se está produciendo en los ordenadores personales, también está teniendo lugar en los grandes sistemas de procesamiento de datos donde se pueden tener varios microprocesadores en el mismo sistema. A medida que los sistemas van creciendo, hay más microprocesadores que alimentar, llevando cada microprocesador su propio VRM. La potencia del sistema es cada vez más grande no sólo por el incremento del número de microprocesadores sino también porque los nuevos microprocesadores van incrementando su consumo. **Este incremento de la potencia del sistema convierte en insuficientes las soluciones basadas en 5V de tensión de distribución, demandando tensiones de alimentación más altas en los VRM (12V, 24V, 42V)** ([13], [14], [15], [17], [92], [119] y [120]). Dos son los motivos para este incremento de la tensión de distribución:

1) **El rendimiento del sistema de alimentación**. El sistema de alimentación tendrá menos pérdidas con una tensión de distribución mayor que 5V, reduciéndose las corrientes del bus de distribución. Así por ejemplo, en un sistema de 500W circularían 100A distribuyendo a 5V, mientras que si se distribuye a 48V la corriente sería de unos 10A.
2) **La estabilidad del sistema de alimentación** mejora, pues la interacción de unos VRMs con otros será mucho menor cuanto mayor sea la tensión de distribución.



a) Distribución a 5V *b) Distribución a 48V*

Figura 1.9 Sistema de Alimentación con diferentes tensiones de distribución: 5V y 48V.

En resumen, la evolución de la tensión de alimentación de los microprocesadores ha ido decreciendo rápidamente; actualmente está entre 1'7V y 1'2V y se prevé pasar a tensiones más bajas en los próximos años (1V, 0'8V). Este hecho, junto con la necesidad de aumentar la tensión del bus de distribución a 12V, 24V o incluso a 42V,

hace que la topología ***Reductor Síncrono Multifase*** **sea una solución poco atractiva en algunas aplicaciones del procesamiento de datos**. El motivo principal radica en que la diferencia entre las tensiones de entrada y salida del VRM tiende a ser cada vez más grande, incrementando las pérdidas y reduciendo las prestaciones del *Reductor Síncrono*.

Clara muestra de la necesidad de tener nuevas soluciones que alimenten los microprocesadores desde tensiones de entrada más altas está en el gran número de circuitos que se proponen en conferencias internacionales para abordar estos problemas ([83] - [124]). Todos los circuitos e ideas que se están proponiendo tienen un denominador común que es tener una topología con transformador para así poder distanciar la tensión de entrada de la de salida.

1.3.2 SISTEMA DE ALIMENTACIÓN EN EL SECTOR DE LAS TELECOMUNICACIONES (TELECOM)

En el sector de las telecomunicaciones la tensión de distribución de las centralitas telefónicas y otros sistemas es 48V que es la tensión de las baterías que se utilizan como respaldo para garantizar la alimentación del sistema ininterrumpidamente. El esquema básico del sistema de alimentación es el del ordenador personal (figura 1.5). Desde la red alterna (monofásica o trifásica dependiendo de la potencia) se genera una tensión continua de distribución (V_{BUS} = 48V) donde también se tienen las baterías de respaldo. A partir de esta tensión de distribución (48V) se tiene un conjunto de convertidores CC/CC que generan las tensiones de alimentación para las cargas electrónicas. Estos convertidores de la última etapa suelen ir en la misma tarjeta de la carga o cargas que alimentan por lo que se les denomina convertidores de tarjera ("on board converters").

En los últimos años, con el uso extendido de Internet y redes de datos, los equipos de "telecom" incorporan cada vez más equipos de procesamiento de datos. Esto ha llevado a que el número de microprocesadores y otros circuitos electrónicos haya ido creciendo dentro de los equipos de telecomunicaciones.

Por lo tanto en el mundo de las telecomunicaciones se tienen cada vez más cargas electrónicas de baja tensión de alimentación y dinámica exigente. Estas cargas electrónicas han de ser alimentadas desde un bus de distribución de alta tensión, 48V. Además, en este caso debe existir aislamiento galvánico entre primario y secundario dado que el rango de variación de las baterías puede llegar hasta los 75V (el rango de

variación está entre 36V y 75V) y la normativa de seguridad lo exige así. Por lo tanto las soluciones topológicas que se utilicen deben incorporar un transformador.

Durante los años noventa los microprocesadores y otras cargas electrónicas demandaban tensiones alrededor de 3'3V, corrientes alrededor de 20A o 30A pero no requerían respuestas dinámicas muy rápidas. Las especificaciones dinámicas de estas cargas no eran muy críticas. Para la alimentación de este tipo de cargas desde los 48V de telecomunicaciones se propusieron diferentes alternativas. Una de ellas ha tenido una gran aceptación y se ha utilizado ampliamente para este tipo de cargas: el convertidor *Forward con Enclavamiento Activo y Rectificación Síncrona Autoexcitada* (figura 1.10, [68]).

Esta topología, así como otras soluciones topológicas ([66] - [80]), se han estado aplicando durante los años noventa en el campo de las telecomunicaciones. Todas estas soluciones topológicas tienen un denominador común que es el **gobierno asimétrico del transformador**. Sin embargo, tal y como se analiza a continuación (apartado 1.4), la aplicabilidad de este tipo de soluciones topológicas ha ido reduciéndose a medida que va bajando la tensión de alimentación y las cargas demandan escalones de carga más exigentes.

Paulatinamente se han ido incorporando a los sistemas de telecomunicaciones microprocesadores de mayores prestaciones, que requieren de fuentes de alimentación de mayor calidad y prestaciones dinámicas elevadas. Las topologías que se venían utilizando no son las más apropiadas para las nuevas necesidades, detectándose de nuevo otro campo de investigación.

En los últimos años viene desarrollándose una incipiente actividad alrededor de esta problemática en los distintos foros internacionales, proponiéndose diferentes soluciones topológicas ([81] - [100]) para poder generar una tensión de alimentación baja con altas corrientes y rápida respuesta dinámica desde tensiones de entrada altas (48V).

En resumen, **las soluciones topológicas que se han utilizado en "telecom"** ([66] - [80]) **en los últimos años no son muy apropiadas para alimentar a los microprocesadores de media y última generación** debido a la rápida respuesta dinámica necesaria así como a las altas corrientes y baja tensiones. Nuevas soluciones topológicas que permitan alimentar los microprocesadores directamente desde los 48V de Telecomunicaciones son de gran interés en este campo.

1.3.3 SISTEMA DE ALIMENTACIÓN EN EL SECTOR DE LA AUTOMOCIÓN

Este sector también está evolucionando rápidamente en los últimos años. Cada vez se incorporan más microprocesadores y circuitos electrónicos a los automóviles con el consecuente aumento de energía a suministrar. Tal ha sido este crecimiento en los últimos años que la industria del automóvil se ha planteado **subir la tensión de las baterías de 12V a 42V** ([23], [24], [25] y [26]). El motivo está en el incremento de la energía que han de suministrar las baterías del automóvil. Para los nuevos niveles de energía que han de almacenar las baterías, el sistema de alimentación encuentra su tensión óptima, desde el punto de vista de tamaño, coste y rendimiento, en valores más altos de los clásicos 12V. Como nueva tensión de compromiso entre la energía a almacenar y la normativa de seguridad se ha seleccionado el nivel de 42V como nueva tensión de las baterías. Este valor permite distribuir con tensiones más altas pero sin ser necesario tener aislamiento galvánico entre esta tensión y los puntos eléctricos accesibles.

Aunque de momento están conviviendo los dos niveles de tensión, 12V y 42V, se pretende en el futuro tener una tensión de distribución principal en el automóvil que sería de 42V.

Muchos de los microprocesadores que se utilizan en el automóvil son sencillos y no son cargas muy críticas para ser alimentadas. Sin embargo, a medida que se incorporen mayores servicios en los automóviles, Internet, televisión, etc., los requisitos de algunos microprocesadores irán subiendo. Por lo tanto, también en este sector se prevé la necesidad de fuentes de alimentación que desde alta tensión, 42V, sean capaces de alimentar circuitos integrados con baja tensión, alta corriente y rápida respuesta dinámica.

1.4 Gobierno asimétrico del transformador: aplicabilidad y limitaciones

Tal y como se ha estudiado en el apartado anterior, en diferentes sectores industriales ("datacom", telecomunicaciones y automoción) se ha detectado en los últimos años la necesidad de disponer de fuentes de alimentación que desde alta tensión de entrada permitan alimentar apropiadamente las nuevas cargas electrónicas que demandan tensiones de alimentación muy bajas junto con escalones de carga muy exigentes.

El sector donde primero se detectó esta carencia fue en los sistemas de telecomunicaciones, dado que la tensión de distribución del sistema de alimentación es alta (48V). Como ya se ha comentado, las soluciones topológicas que se han estado utilizando en este sector son convertidores que gobiernan de forma asimétrica el transformador. En esta sección se van analizar estas topologías para poder determinar su aplicabilidad y sus limitaciones ([66] - [80]) para alimentar las nuevas cargas electrónicas.

La topología *Forward con Enclavamiento Activo y Rectificación Síncrona Autoexcitada* (figura 1.10, [68]) es una de las topologías que mejor representa estas soluciones dado que se ha utilizado ampliamente en los últimos años.

Este convertidor ha tenido gran aceptación por dos motivos:

1) El enclavamiento activo permite reciclar la energía de la inductancia de dispersión de primario así como obtener conmutación con tensión cero en los interruptores de primario.
2) En segundo lugar, el circuito de enclavamiento activo proporciona en el transformador formas de onda de tensión cuadrada que son muy apropiadas para gobernar directamente los MOSFETs de secundario, también llamados *Rectificadores Síncronos* (apartado 2.2). Recuérdese que en baja tensión de salida, 3'3V, las pérdidas por conducción son muy importantes. Realizando las conexiones de la figura 1.10, este convertidor permite de forma fácil tener ***Rectificación Síncrona Autoexcitada*** y por lo tanto no es necesario ningún circuito externo de excitación.

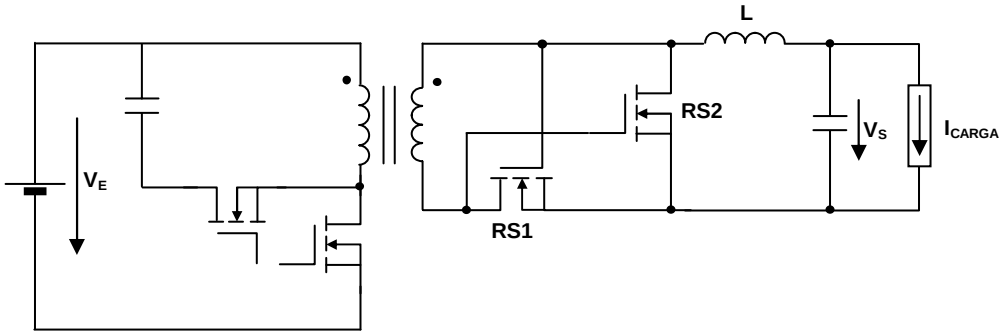


Figura 1.10 Topología Forward con enclavamiento activo y Rectificación Síncrona Autoexcitada

Estas dos ventajas también las comparten otras topologías que gobiernan de forma asimétrica el transformador, por ejemplo el *Medio Puente con Control Complementario* [70].

De forma general se puede decir que las **topologías que gobiernan de forma asimétrica el transformador se han utilizado ampliamente en este tipo de aplicaciones (3'3V) gracias a que la forma de onda del transformador es muy apropiada para gobernar los rectificadores síncronos de forma autoexcitada**. Este tipo de topologías no presentan tiempos muertos en el transformador, tiempos en los que la tensión es cero, lo que facilita enormemente el uso de técnicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* (apartado 2.2) y por tanto representa una ventaja muy importante en estas aplicaciones.

Sin embargo, las topologías que gobiernan de forma asimétrica el transformador presentan dos inconvenientes importantes a la hora de alimentar las nuevas cargas electrónicas:

1) Por un lado, al bajar todavía más la tensión de alimentación (1'5V, 1V), se necesita incluir **devanados auxiliares** en el transformador para realizar la *Rectificación Síncrona Autoexcitada*, por lo que ya no resulta tan sencillo implementar estas técnicas. Este punto se analiza en detalle en el capítulo 2 de esta Tesis.
2) Además, **la respuesta dinámica de las topologías que gobiernan de forma asimétrica el transformador está limitada**. Cuando tiene lugar un escalón de carga, por ejemplo un escalón positivo, el control tiende a saturar el interruptor principal de primario para inyectar la mayor cantidad de energía posible desde primario; como consecuencia de este hecho, mientras dura el

transitorio se está aplicando al transformador la tensión de entrada de forma continua y por tanto se corre el riesgo de saturar el transformador.

Tal y como se muestra en la figura 2.30 y se estudia en [31], la respuesta óptima que se puede tener ante un escalón de carga positivo es mantener durante un cierto tiempo el ciclo de trabajo al 100% y a continuación mantenerlo al 0% durante otro cierto tiempo. El problema que existe en el convertidor *Forward* es que durante el tiempo que se tiene el ciclo de trabajo al 100%, el transformador no se está desmagnetizando y la densidad de flujo magnético va creciendo, pudiendo llegar a la saturación del núcleo magnético.

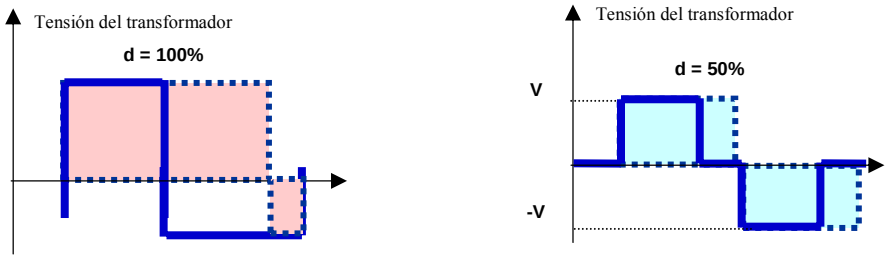
Además, estas topologías presentan una dinámica entre la salida y la señal de control compleja, lo que representa otro inconveniente adicional. La función de transferencia entre la salida y la señal de control del convertidor *Forward con Enclavamiento Activo* así como la del *Medio Puente con control complementario* presenta un doble polo - doble cero que complica la dinámica de estas topologías ([75] y [79]).

A continuación se va a estudiar en más detalle cómo responden estas topologías ante un escalón de carga.

1.4.1 POSIBLE SATURACIÓN DEL TRANSFORMADOR ANTE UN ESCALÓN DE CARGA

Tal y como se indica en la figura 1.11, cuando el transformador se gobierna asimétricamente y se produce un escalón de carga positivo, el ciclo de trabajo tiende a saturarse y no se produce desmagnetización ciclo a ciclo del transformador. Si esta situación persiste durante algunos periodos de conmutación existe un alto riesgo de saturar el transformador. De igual forma, cuando tiene lugar un escalón de carga negativo, el ciclo de trabajo tiende a saturarse a cero y se aplica de forma continua tensión negativa al transformador.

Por lo tanto, en topologías que gobiernan de forma asimétrica el transformador, se puede llegar a saturar el mismo si se intenta responder lo más rápidamente posible a la demanda de energía exigida por la carga.



a) Transformador gobernado asimétricamente *b) Transformador gobernado simétricamente*

Figura 1.11 Tensión aplicada al transformador cuando tiene lugar un escalón de carga.

Sin embargo, cuando el transformador se gobierna simétricamente, por ejemplo con el convertidor *Medio Puente* [1], al producirse el escalón de carga el ciclo de trabajo se satura al 50% (figura 1.11, b) de forma que ciclo a ciclo el transformador se está desmagnetizando ya que el valor medio de tensión en el transformador es cero. Por lo tanto, al gobernar simétricamente el transformador no existe riesgo de saturación del transformador durante los escalones de carga aunque el ciclo de trabajo se sature. Esta característica es una ventaja muy interesante de las topologías que gobiernan simétricamente el transformador, situándolas en una posición privilegiada para ser utilizadas en aplicaciones de rápida respuesta dinámica. En el capítulo 4, apartado 4.2, se estudia en más detalle el comportamiento de topologías con gobierno simétrico del transformador ante escalones de carga.

A continuación se van a presentar varios ejemplos donde se estudia la posible saturación del transformador cuando se utiliza una topología que gobierna de forma asimétrica el transformador como es el *Forward con Enclavamiento Activo*.

1.4.1.1 Gobierno asimétrico: ejemplo A

El primer ejemplo (ejemplo A) se corresponde con la especificación del Prototipo I de esta Tesis (capítulo 4, apartado 4.4). En ese prototipo se construye un convertidor para una aplicación que demanda escalones de carga. La topología seleccionada para ese prototipo es un *Medio Puente*, que gobierna de forma simétrica el transformador. En esta sección vamos a estudiar qué ocurriría si se hubiese elegido el convertidor *Forward con Enclavamiento Activo* como topología de potencia.

En la tabla 1.5 se muestran las principales especificaciones del convertidor *Forward* (ejemplo A) diseñado para poder sustituir al convertidor *Medio Puente* del apartado 4.4 (Prototipo I).

En esta tabla V_E es la tensión de entrada, V_S es la tensión de salida, I_S la corriente de salida, "núcleo" es el núcleo magnético del transformador, n:1 es la relación de vueltas del trasformador, f_{SW} es la frecuencia de conmutación, L es la inductancia de salida, ΔI es el rizado de la corriente en la bobina y $\Delta I/\Delta t$ es la derivada de corriente máxima en la bobina de salida.

Es importante destacar que el convertidor *Forward* conserva la misma tensión de entrada, la misma tensión de salida, la misma potencia, el mismo transformador, la misma inductancia de salida, el mismo rizado de corriente y la misma capacidad de respuesta dinámica (derivada de corriente en la bobina) ante un escalón de carga que el Prototipo I.

Tabla 1.5

ESPECIFICACIONES DEL EJEMPLO A

V_E	V_S	I_S	Núcleo	n:1	f_{SW}	L	ΔI	$\Delta I/\Delta t$
48V	1,5V	10A	EI18	16:1	300kHz	1,5µH	1,6A	1A/µs

A continuación se ha calculado hasta dónde llegaría la densidad de flujo magnético (B_{FW}) del transformador del convertidor *Forward* suponiendo que ante un escalón desde vacío hasta plena carga el control responde saturando el ciclo de trabajo para así aprovechar al máximo la capacidad de respuesta dinámica que tiene ese convertidor.

En la tabla 1.6 se muestra en primer lugar el valor de la densidad de flujo máxima (B_{max}) que se alcanza en el transformador Forward en régimen permanente es decir cuando ciclo a ciclo el transformador se magnetiza y se desmagnetiza. En la segunda columna de esta tabla se muestra el tiempo que el control satura el ciclo de trabajo (t_{SAT}) para responder de la mejor forma posible ante el escalón desde vacío hasta plena carga. En la última columna de esta tabla se muestra el **valor teórico de densidad de flujo magnético que se alcanzaría en el transformador Forward si el material fuese ideal y no se saturase (B_{FW})**.

Tabla 1.6

EJEMPLO A: DENSIDAD DE FLUJO EN RÉGIMEN PERMANENTE Y ANTE UN ESCALÓN DE CARGA

B_{max}	t_{SAT}	B_{FW}
130mT	13µs	"950mT"

Por lo tanto, si se utilizase un convertidor tipo Forward en vez de una topología con gobierno simétrico del transformador para cumplir las especificaciones del Prototipo I (apartado 4.4), **el transformador Forward se saturaría**. Así, mientras en régimen permanente la máxima densidad de flujo que se alcanza en el transformador Forward es de 130mT (tabla 1.6), al aplicar al transformador la tensión de entrada durante 13μs, la densidad de flujo alcanzaría un valor teórico de 950mT. En este punto se ha de recordar que para el material 3F3 el valor máximo de densidad de flujo magnético para el que se suele diseñar los componentes magnéticos está entre 250mT y 275mT.

Si se quisiese utilizar un convertidor *Forward*, sería necesario aumentar el tamaño del transformador para evitar la saturación. En este caso, del transformador EI18 que se utiliza con el convertidor *Medio Puente* sería necesario pasar a un núcleo EI32, que tiene un volumen 5'6 veces más grande y ocupa un área 3'5 veces más grande que el transformador del *Medio Puente*. De este modo, el valor máximo de densidad de flujo que se alcanzaría ante el escalón sería de 290mT.

1.4.1.2 Gobierno asimétrico: ejemplo B

El segundo ejemplo (ejemplo B) que se va a considerar es la especificación correspondiente al Prototipo III de esta Tesis (capítulo 4, apartado 4.5). En este caso se trata de un convertidor de más potencia (70W) y también una capacidad de respuesta dinámica más alta ($\Delta I/\Delta t$ = 5A/μs).

Este prototipo se ha construido con la topología *Medio Puente con Rectificador Doblador de Corriente*, de nuevo una topología que gobierna de forma simétrica el transformador. En esta sección vamos a estudiar las limitaciones que nos encontraríamos si se hubiese utilizado un convertidor *Forward*.

En la tabla 1.7 se muestran las especificaciones del convertidor *Forward* necesarias para poder reemplazar al convertidor Medio Puente utilizado en el Prototipo III (apartado 4.5).

Tabla 1.7

ESPECIFICACIONES DEL EJEMPLO B

V_E	V_S	I_S	Núcleo	n:1	f_{SW}	L	ΔI	$\Delta I/\Delta t$
48V	1,2V	60A	RM10LP	17:1	400kHz	0,25μH	6A	5A/μs

En la última columna de la tabla 1.8 se muestra la máxima densidad de flujo que se alcanzaría en el transformador *Forward* cuando se produjese un escalón de carga de vacío a plena carga. La conclusión es la misma que en el ejemplo A ya que **también**

en este caso el transformador Forward se saturaría. Observando los resultados de la tabla 1.8 y comparándolos con los de la tabla 1.6, se comprueba que en este segundo ejemplo, si bien es verdad que el transformador también se satura, el transformador *Forward* no está en unas condiciones tan críticas como en el caso anterior. El motivo principal que explica este hecho es que al ser un convertidor de más potencia, el transformador se ha de diseñar con un núcleo más grande para reducir las pérdidas y acotar el incremento de temperatura del mismo. Por lo tanto, la energía transferida obliga a incrementar el tamaño del transformador, encontrándose el transformador sobredimensionado desde el punto de vista de la densidad de flujo magnético lo cual ayuda a contener la excursión de la densidad de flujo durante los escalones.

Para poder utilizar un convertidor Forward en este caso sería necesario incrementar el tamaño del transformador a un núcleo RM12LP, acotando el máximo valor de la densidad de flujo magnético a 225mT durante los escalones de carga. Este incremento del tamaño del transformador implica un volumen dos veces más grande y un área 1'5 veces más grande que el núcleo RM10LP utilizado con la topología que gobierna simétricamente el transformador.

Tabla 1.8

EJEMPLO B: DENSIDAD DE FLUJO EN RÉGIMEN PERMANENTE Y ANTE UN ESCALÓN DE CARGA

B_{max}	t_{SAT}	B_{FW}
30mT	13μs	"340mT"

Por lo tanto, en este caso, utilizar un convertidor *Forward* también requeriría un incremento del tamaño del transformador si bien es verdad que el transformador *Forward* no se encuentra en una situación tan crítica como en el ejemplo A, gracias a que esta aplicación es de más potencia.

1.4.1.3 Gobierno asimétrico: ejemplo C

En este tercer ejemplo se va a estudiar **cómo influye la derivada de corriente** de la bobina de salida, o lo que es lo mismo, la máxima capacidad dinámica del convertidor en el transformador *Forward*.

Para un mismo escalón de corriente, cuanto mayor es la capacidad dinámica del convertidor y por tanto mayor es la derivada de corriente, menor será el tiempo que debe estar saturado el ciclo de trabajo para alcanzar el nuevo estado demandado por la carga. Por lo tanto, cuanto mayor es la derivada de corriente del convertidor, la tensión

de entrada se aplica al transformador Forward durante menos tiempo y por tanto se reduce el riesgo de saturación.

Para cuantificar este hecho se ha elegido una tercera especificación (tabla 1.9). En este caso la potencia del convertidor es de 25W y el transformador es un RM5LP.

Tabla 1.9

ESPECIFICACIONES DEL EJEMPLO C

V_E	V_S	I_S	Núcleo	n:1
24V	1V	25A	RM5LP	10:1

Cumpliendo la misma especificación de la tabla 1.9, se han considerado diferentes diseños del convertidor Forward con diferente capacidad de respuesta dinámica para poder estudiar cómo afecta la derivada de corriente al transformador Forward correspondiente.

Se han considerado tres derivadas de corriente diferentes (1'5A/µs, 3A/µs y 10A/µs) pero manteniendo los tres diseños el mismo rizado de corriente a la salida (3A). Tal y como se puede ver en la tabla 1.10, para poder mantener el mismo rizado de corriente a la salida, es necesario ir subiendo la frecuencia de conmutación del convertidor a medida que se sube la derivada de corriente. También se puede ver en la misma tabla que a medida que crece la derivada de corriente, los tiempos de saturación se reducen y por tanto también se reduce la máxima densidad de flujo que se alcanza en el transformador durante los escalones de carga.

Los dos primeros casos (1'5A/µs y 3A/µs) serían los casos más razonables de diseño del convertidor Forward desde el punto de vista del rendimiento del convertidor, dado que la frecuencia de conmutación está dentro de unos valores no muy elevados (250kHz y 500kHz). Sin embargo, en estos dos casos el transformador *Forward* se saturaría durante los escalones de carga.

Tabla 1.10

EJEMPLO C: INFLUENCIA DE LA DERIVADA DE CORRIENTE

$\Delta I/\Delta t$	f_{SW}	L	ΔI	B_{max}	t_{SAT}	B_{FW}
1,5A/µs	250kHz	0,7µH	3A	160mT	20µs	"1850mT"
3A/µs	500kHz	0,55µH	3A	80mT	10µs	"925mT"
10A/µs	1600kHz	0,1µH	3A	25mT	3µs	270mT
10A/µs	320kHz	0,1µH	16A	130mT	3,6µs	270mT

Para evitar la saturación del transformador sería necesario subir la derivada de corriente a 10A/µs (tabla 1.10). De esta forma la máxima densidad de flujo sería de 270mT si bien para conservar un rizado de corriente de 3A sería necesario conmutar a

muy alta frecuencia (1'6MHz) lo que supondría unas pérdidas muy elevadas en el convertidor.

El cuarto caso que se ha considerado en la tabla 1.10 es justo el complementario del anterior, conservando la derivada de corriente de 10A/μs para evitar la saturación del transformador, se trabaja a una frecuencia de conmutación más razonable (330kHz) pero a costa de permitir un rizado de corriente en la salida más alto (16A). Este mayor rizado requeriría un mayor filtro de condensadores en la salida y sobre todo tendría un impacto también muy fuerte en las pérdidas del convertidor. En el capítulo 2 (apartado 2.3.4) se comprueba cómo en este tipo de convertidores las pérdidas crecen cuando el rizado de corriente es grande, aunque la frecuencia de conmutación sea pequeña.

Manteniendo una derivada de corriente alta (10A/μs) que evitase la saturación del transformador se podría buscar el binomio rizado de corriente – frecuencia de conmutación óptimo que minimizara las pérdidas (apartado 2.3.4). En cualquier caso, la posible saturación del transformador nos fuerza a incrementar la derivada de corriente, lo que va a reducir el rendimiento del convertidor (apartado 2.3.4).

Cuando se utilizan convertidores Multifase ([51] - [59]) se puede trabajar con baja frecuencia y altos rizados de corriente por fase gracias a la cancelación de rizados a la salida. Por lo tanto en aplicaciones de convertidores Multifase, el uso de topologías que gobiernan asimétricamente el transformador podría ser una alternativa si bien la posible saturación del transformador siempre va a representar una limitación en el diseño del convertidor. Así por ejemplo, el cuarto caso que se ha considerado en la tabla 1.10 coincide con las especificaciones de una de las fases del convertidor *Medio Puente Multifase* que se analiza en el capítulo 5 (apartado 5.4.3). Por lo tanto, este convertidor Forward (tabla 1.10) podría ser un competidor de la solución del capítulo 5. Si bien habría que comparar en términos de rendimiento, tamaño y coste las dos soluciones, se debe destacar que mientras la solución Forward se encuentra al límite de la saturación del transformador (270mT), la solución basada en el convertidor Medio Puente no tiene esta restricción (130mT).

Como conclusión de este análisis se ha de destacar que **subir la derivada del convertidor** puede evitar la saturación del transformador *Forward* ante escalones de carga y por tanto **puede permitir el uso de los convertidores que gobiernan asimétricamente el transformador** en este tipo de aplicaciones, sin embargo, comparando con las topologías que gobiernan simétricamente el transformador, **la**

posible saturación del transformador implica, en todos los casos, un grado de libertad menos a la hora de diseñar y optimizar el convertidor.

1.4.2 RESUMEN

Como consecuencia de la evolución de las cargas electrónicas, demandando bajas tensiones de alimentación (1'5V – 0'8V) así como exigentes respuestas dinámicas, **las soluciones topológicas que gobiernan de forma asimétrica el transformador ven limitada de forma importante su aplicabilidad** por dos motivos:

1) Al ser necesario el uso de **devanados auxiliares**, las técnicas de Rectificación *Síncrona Autoexcitada* de estas topologías ya no resultan tan sumamente sencillas como en aplicaciones de más tensión (3'3V, 5V).
2) La **posible saturación del transformador** durante los escalones de carga representa una restricción en el diseño del convertidor que en algunos casos puede ser muy significativa.

Estos dos factores junto con el hecho de que estas topologías presentan una dinámica complicada **limitan la aplicabilidad de las soluciones existentes siendo necesario buscar nuevas soluciones** para alimentar cargas electrónicas tan exigentes como los microprocesadores.

1.5 Motivación de la Tesis

En los últimos años, los microprocesadores y otras cargas electrónicas están evolucionando rápidamente y se presentan como cargas muy complicadas de alimentar que requieren convertidores dedicados exclusivamente a la alimentación de estas cargas (VRMs). Como se ha mostrado con distintos ejemplos (tabla 1.2, tabla 1.3 y tabla 1.4), los microprocesadores requieren tensiones de alimentación muy bajas junto con altas corrientes y respuestas dinámicas muy exigentes.

Por otro lado, en diferentes sectores de la industria la gran evolución de los microprocesadores está afectando de forma muy importante a las correspondientes fuentes de alimentación. Claros ejemplos los tenemos en el sector de los computadores y el procesamiento de datos, las telecomunicaciones y el sector del automóvil. Por diferentes motivos y razones que se han revisado en este capítulo, en estos sectores se hace necesario estudiar y proponer nuevas soluciones topológicas para alimentar circuitos de baja tensión (1'5V, 0'8V,…) desde un bus de tensión alto (24V o incluso 42V para "datacom", 48V para "telecom" y 42V en el sector de la automoción).

Buena prueba de esta necesidad es el gran número de trabajos que se vienen publicando ([83] - [124]) durante los últimos años en conferencias de alto prestigio internacional (IEEE Applied Power Electronics Conference, IEEE Power Electronics Specialist Conference, etc), proponiendo diferentes soluciones topológicas y circuitos para cubrir las nuevas necesidades. El tema es de candente actualidad y existe una intensa actividad investigadora en torno a la alimentación de los microprocesadores.

Es en este entorno en el que se sitúa y motiva la presente Tesis. **En esta Tesis se proponen y analizan soluciones topológicas para alimentar desde alta tensión de entrada (24V, 42V, 48V) las nuevas cargas electrónicas que requieren baja tensión de alimentación (1`5V, 1V, 0`8V) con altas corrientes (20A, 50A, 70A) y rápida respuesta dinámica.**

Capítulo 2

2 Aspectos críticos en los convertidores de baja tensión de salida y rápida respuesta dinámica

Capítulo 2

Aspectos críticos en los convertidores de baja tensión de salida y rápida respuesta dinámica

Índice

2.1 INTRODUCCIÓN 35
2.2 ANÁLISIS DETALLADO DE LA RECTIFICACIÓN SÍNCRONA EN CONVERTIDORES CON TRANSFORMADOR 37
2.2.1 Esquema clásico de Rectificación Síncrona Autoexcitada 39
2.2.1.1 Influencia del acoplamiento de los devanados auxiliares 42
2.2.1.2 Resumen del análisis de las técnicas clásicas de Rectificación Síncrona Autoexcitada 48
2.2.2 Rectificación Síncrona Externa 50
2.2.2.1 Influencia de los retardos en el rendimiento del convertidor: medidas experimentales 58
2.2.2.2 Resumen del análisis de la Rectificación Síncrona Externa 65
2.3 INFLUENCIA DE LA RESPUESTA DINÁMICA: REDUCTOR EQUIVALENTE 67
2.3.1 Derivada de corriente ($\Delta I/\Delta t$) y rizado de corriente ΔI 68
2.3.2 Capacidad de salida 71
2.3.3 Capacidad de entrada y tensión de entrada 77
2.3.3.1 Tensión de entrada: 2V 78
2.3.3.2 Tensión de entrada: 5V 78
2.3.3.3 Tensión de entrada: 12V 81
2.3.3.4 Tensión de entrada: 24V 81
2.3.4 Rendimiento: frecuencia óptima 84
2.4 CONVERTIDORES MULTIFASE: INFLUENCIA DEL NÚMERO DE FASES 88
2.4.1 Respuesta Dinámica del Reductor Multifase 92
2.4.2 Pérdidas del Reductor Multifase 94
2.4.3 Método de diseño propuesto 98
2.5 CONCLUSIONES Y RESUMEN DE APORTACIONES 103

2.1 Introducción

En el capítulo anterior se han detallado las principales tendencias de las nuevas cargas electrónicas de baja tensión de alimentación, destacando cómo afectan estas nuevas especificaciones a las fuentes de alimentación e identificando los principales problemas a resolver para cumplir con las nuevas necesidades.

El enunciado del problema por resolver y que enmarca la motivación de esta Tesis es la alimentación de cargas electrónicas de baja tensión de salida, rápida respuesta dinámica y alta corriente desde tensión de entrada alta.

En este capítulo se analizan en profundidad aquellos aspectos más importantes de los convertidores que han de alimentar este tipo de cargas. Como consecuencia de este análisis se identifican cuáles son las limitaciones de las soluciones existentes y cómo se ve afectado el diseño de los convertidores por las nuevas especificaciones.

En primer lugar utilizar técnicas de *Rectificación Síncrona* resulta imprescindible en aplicaciones de baja tensión y alta corriente [35], [36] y [37]. Por otro lado para poder trabajar con tensiones de entrada al convertidor altas se requiere hacer uso de topologías con transformador. Además, las topologías que se utilicen deben tener la capacidad de responder rápidamente a los escalones de carga. Estas circunstancias hacen que sea de una gran relevancia cómo controlar los *Rectificadores Síncronos* en topologías con transformador que tengan una capacidad de respuesta dinámica rápida. En una primera parte de este capítulo se estudian las *técnicas de Rectificación Síncrona* para topologías con transformador, analizando las ventajas y limitaciones de las técnicas existentes cuando se aplican a las nuevas necesidades.

Las nuevas cargas electrónicas demandan de sus fuentes de alimentación respuestas dinámicas muy exigentes. Este es también un aspecto de enorme importancia y que afecta no sólo a la selección de la topología sino también al diseño del convertidor en su conjunto. En la segunda parte de este capítulo se identifica la derivada de corriente de la bobina de salida como parámetro para comparar la respuesta dinámica de los distintos convertidores. Este parámetro se va a utilizar a lo largo de toda la Tesis para identificar la respuesta dinámica de las soluciones o prototipos que se vayan planteando. Además se analiza en profundidad cómo afecta la respuesta dinámica al diseño del convertidor así como a las pérdidas que se producen en el mismo. En este sentido, se analiza cómo afecta la derivada de corriente de la bobina de salida a la capacidad de salida, a la capacidad de entrada, a la tensión de entrada y a la frecuencia de conmutación óptima.

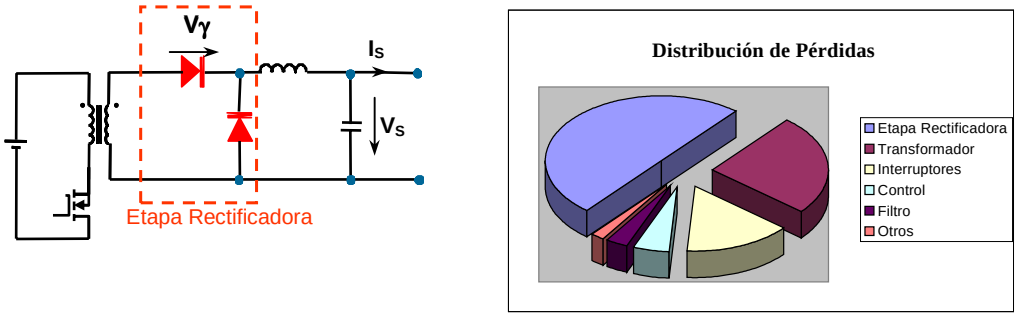
Por último, se analizan las propiedades de los convertidores Multifase. Los convertidores Multifase ([52] - [60]) son una solución muy interesante para mejorar la respuesta dinámica de una topología. En base a los resultados del análisis de la influencia de la respuesta dinámica en el diseño del convertidor se propone un método de diseño para optimizar el diseño del convertidor Multifase y así elegir un número de fases apropiado a cada especificación.

Los resultados de los análisis que se presentan en este capítulo (conclusiones, influencia de parámetros, métodos de diseño, etc.) se van aplicando a lo largo de las soluciones y topologías que se proponen en esta Tesis.

2.2 Análisis detallado de la Rectificación Síncrona en convertidores con transformador

Como se ha comentado en el capítulo 1 (sección 1.3.1), la *Rectificación Síncrona* es fundamental en los convertidores de baja tensión de salida y alta corriente para reducir las pérdidas por conducción, tan importantes en estos convertidores ([35], [36] y [37]). La *Rectificación Síncrona* se utiliza en multitud de aplicaciones industriales basadas en el convertidor *Reductor*. La reducción de pérdidas que se consigue y las ventajas derivadas de ello (gestión térmica, tamaño, ahorro energético) compensan generalmente la mayor complejidad de tener un MOSFET como rectificador en lugar del diodo de libre circulación y tener por tanto que gobernarlo apropiadamente.

En las topologías con transformador, las pérdidas por conducción de la etapa rectificadora son igualmente muy significativas y también es muy importante utilizar técnicas de *Rectificación Síncrona*. En la figura 2.1 se muestra cómo es la distribución de pérdidas en un convertidor de baja tensión de salida (3'3V) [72]. Se observa que aproximadamente el 50% de las pérdidas del convertidor se producen en la etapa rectificadora.



a) Convertidor CC/CC con transformador *b) Distribución de la pérdidas*

Figura 2.1 Distribución de las pérdidas en un convertidor CC/CC con transformador de baja tensión de salida y rectificación con diodos.

El peso de las pérdidas de los rectificadores se aprecia fácilmente al calcular el rendimiento del convertidor teniendo en cuenta únicamente las pérdidas en la etapa rectificadora. Por ejemplo en un convertidor CC/CC con transformador como el de la figura 2.1, la corriente de salida estará circulando en todo momento por uno de los dos diodos. Si la tensión de salida es 1'5V y la tensión de caída directa (Vγ) de los diodos

es 0'3V, el rendimiento del convertidor teniendo en cuenta exclusivamente las pérdidas en los rectificadores es:

$$\eta = \frac{Potencia_salida}{Pérdidas_rectificación + Potencia_salida} = \frac{Is \cdot Vs}{Is \cdot V\gamma + Is \cdot Vs} = \frac{Vs}{V\gamma + Vs}$$

$$\eta = \frac{1{,}5}{0{,}3 + 1{,}5} = 83\%$$

Por lo tanto, sólo teniendo en cuenta las pérdidas de la etapa rectificadora el rendimiento del convertidor está muy limitado habiendo bajado ya al 83%. Sin embargo, utilizando técnicas de *Rectificación Síncrona* el rendimiento sería del 94% si la resistencia en conducción de los rectificadores síncronos fuese de 5mΩ y la corriente de salida de 20A.

El problema de la *Rectificación Síncrona* está en **cómo gobernar los rectificadores síncronos en la forma y en los tiempos adecuados**. El rectificador síncrono debe conducir exclusivamente en los mismos intervalos de tiempo que lo haría el diodo al que está sustituyendo. La diferencia entre las distintas técnicas de *Rectificación Síncrona* está principalmente en cómo conseguir gobernar adecuadamente los MOSFETs. Las técnicas básicas de *Rectificación Síncrona* son:

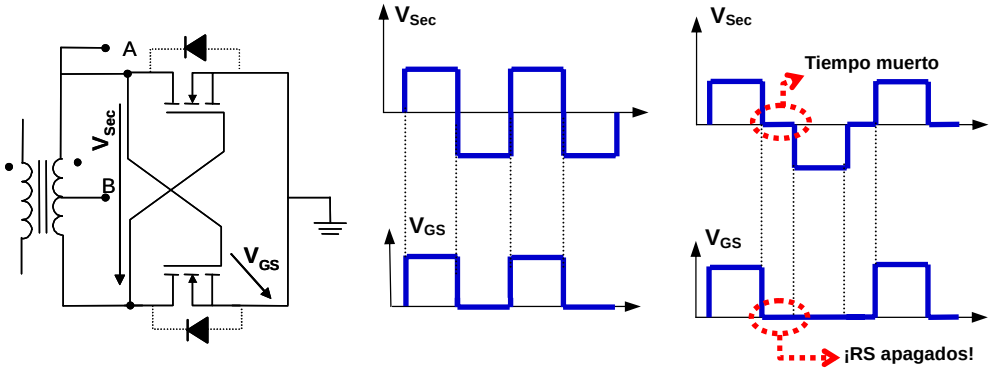
- **Rectificación Síncrona Autoexcitada**: se trata de gobernar de forma automática y desde el propio transformador de potencia (figura 1.10) los rectificadores síncronos.
- **Rectificación Síncrona Externa**: consiste en un circuito electrónico externo que se sincroniza con la etapa de potencia y gobierna a los rectificadores síncronos.

A continuación se va a hacer un análisis de las principales técnicas de *Rectificación Síncrona*. Identificando de forma experimental las principales limitaciones y ventajas de estas técnicas para ser utilizadas en convertidores con transformador de baja tensión y rápida respuesta dinámica.

2.2.1 ESQUEMA CLÁSICO DE RECTIFICACIÓN SÍNCRONA AUTOEXCITADA

El esquema clásico de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* (*RSA*) se basa en conectar (ver figura 1.10) la puerta de cada uno de los *Rectificadores Síncronos* al terminal opuesto del secundario del transformador de potencia, de esta forma es el propio transformador de potencia el que controla los *RSs*, excitando al *RS* que corresponde en cada intervalo de tiempo. El esquema de *RSA* se ha usado ampliamente y con gran éxito en aplicaciones con tensión de salida de 5V y 3,3V con las topologías *Forward* y *Medio Puente con Control Complementario* ([67] - [71]). Dos son las principales ventajas que han hecho que este circuito sea tan ampliamente usado:

- No se necesita ningún circuito de excitación, con el consiguiente ahorro de coste y tamaño.
- La sincronización entre potencia y control es automática, dado que es el propio secundario de potencia el que controla los *RSs*.



a) Esquema clásico de RSA *b) Forma de onda óptima para RSA* *c) Forma de onda con tiempos muertos*

Figura 2.2 Esquema clásico de Rectificación Síncrona Autoexcitada

Las principales limitaciones del esquema clásico de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* (*RSA*) son consecuencia de su propia simplicidad, ya que la correcta excitación de los *RSs* depende del valor y de la forma de onda de la tensión que se tenga en el transformador de potencia:

- Si la tensión de salida es muy baja (1,5V, 1V,…) el nivel de tensión que se aplica a los *RSs* no es suficientemente alto como para superar su tensión umbral (V_{GSTH}), permaneciendo apagados cuando deberían estar encendidos.

- Por otro lado, el esquema clásico de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* (*RSA*) sólo maximiza sus prestaciones cuando se utiliza con topologías que no presenten tiempos muertos en la forma de onda que aplican al transformador. Como puede verse en la figura 2.2, cuando la tensión del transformador presenta tiempos muertos (valor cero de tensión), los MOSFETs de *Rectificación Síncrona* no están encendidos durante estos intervalos, circulando la corriente a través de sus diodos parásitos, lo cual incrementa enormemente las pérdidas.

  El esquema clásico de *RSA* se puede utilizar con topologías que presenten tiempos muertos si se ponen diodos Schottky en paralelo con los *RSs*. En cualquier caso, sigue siendo una solución muy poco recomendable, pues se incrementa el tamaño y las pérdidas siguen siendo altas dado que la corriente circula durante los tiempos muertos a través de los diodos en vez de hacerlo por los MOSFETs.

  Por todo ello, se puede concluir que el esquema clásico de *RSA* no es interesante cuando se utilizan topologías como el *Medio Puente, Puente Completo o Push Pull*, donde existen tiempos muertos en el transformador. Como se ha planteado en el capítulo 1 (apartado 1.4) y se valida en el capítulo 4, son precisamente estas topologías que excitan simétricamente al transformador las que posibilitan obtener respuestas dinámicas más rápidas.

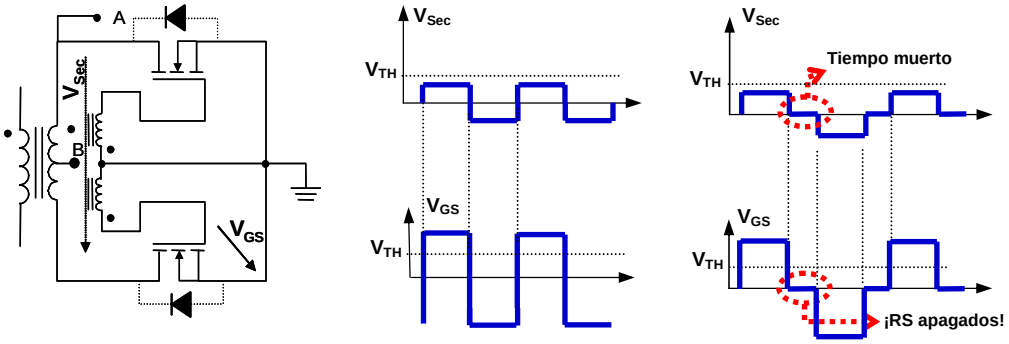
Por lo tanto, el campo de aplicación del esquema clásico de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* está principalmente en convertidores de tensión de salida no muy baja (3,3V, 2,5V) y que no requieran una respuesta dinámica rápida, permitiendo el uso de topologías que no presenten tiempos muertos (*Forward con enclavamiento activo, Medio Puente con Control Complementario,…*).

Por otra parte, y como ya se ha comentado en la introducción, las nuevas cargas electrónicas demandan tensiones de alimentación bajas (1'5V, 1V) con rápida respuesta dinámica. Soluciones como el convertidor *Forward con enclavamiento activo* pasan a un segundo plano, siendo aquellas topologías, como el Medio Puente, *Push Pull* o derivados de éstas, que excitan simétricamente al transformador, soluciones que proporcionan respuestas dinámicas más rápidas y por lo tanto más apropiadas para las nuevas necesidades.

Para poder beneficiarse del uso de las técnicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* en los convertidores que alimenten las nuevas cargas electrónicas, dos son los problemas que se deben resolver:

- Elevar el nivel de tensión puerta-fuente cuando la tensión de salida es baja (1V).
- Gobernar correctamente los *RSs* durante los tiempos muertos del transformador.

El primero de los problemas se puede solucionar mediante el **esquema clásico de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* con devanados auxiliares** (figura 2.3). En vez de gobernar directamente los *RSs* desde el secundario del transformador, se excitan a través de devanados auxiliares del transformador, de esta forma la tensión puerta-fuente se puede elevar, mediante la relación de vueltas, a los niveles adecuados para gobernar los MOSFETs.



a) Esquema clásico de RSA con devanados auxiliares *b) Forma de onda óptima para RSA* *c) Forma de onda con tiempos muertos*

Figura 2.3 Esquema clásico de Rectificación Síncrona Autoexcitada con devanados auxiliares.

Como se muestra en la figura 2.3, cuando la tensión del transformador tiene tiempos muertos, los MOSFETs están apagados. Por lo tanto, **el esquema de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* con devanados auxiliares permite trabajar con tensiones de salida bajas (1V) pero no es apropiado en aplicaciones donde existan tiempos muertos**. Aparte de no ser aplicable en topologías que gobiernan simétricamente al transformador, el esquema clásico de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* con devanados auxiliares presenta otros dos inconvenientes:

- La tensión puerta – fuente (V_{GS}) es negativa cuando el dispositivo está desactivado, aumentando las pérdidas de excitación. Es importante recordar que las pérdidas de excitación son proporcionales al cuadrado de la tensión puerta-fuente (V_{GS}), a la capacidad de entrada del MOSFET (C_{iss}) y a la frecuencia de conmutación (f_{SW}):

$$P_{excitación} \propto C_{iss} \cdot V_{GS}^{2} \cdot f_{SW}$$ *Ecuación 2.1*

Por encender o apagar un MOSFET se consume una cierta energía de excitación. Pero además en este caso, cuando el MOSFET está apagado la tensión cambia de cero a un cierto valor negativo, duplicándose las pérdidas de excitación respecto de las que se tienen en el esquema clásico de *RSA* sin devanados auxiliares, en el que la tensión es siempre cero cuando el dispositivo está apagado (comparar las formas de onda de la figura 2.2 y la figura 2.3).

- Ambos **devanados auxiliares** tienen que estar **muy bien acoplados** con el devanado secundario, complicando el diseño del transformador. El uso de los devanados auxiliares ha sido necesario para poder elevar el nivel de tensión de puerta. Sin embargo la sincronización de la excitación de los *RSs* con la potencia, que en el esquema clásico de *RSA* (sin devanados auxiliares) es automática dado que es el propio secundario el que excita a los *RSs*, ahora depende en gran medida de lo bien o lo mal que estén acoplados los devanados auxiliares con los devanados de potencia. En el siguiente punto se estudia la influencia del acoplamiento de los devanados auxiliares en un prototipo real.

2.2.1.1 Influencia del acoplamiento de los devanados auxiliares

Como se ha visto, en aplicaciones de baja tensión de salida (1,5V, 1V) las técnicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* requieren del uso de devanados auxiliares para elevar la tensión de puerta. En este punto se va a evaluar, en un convertidor real, la influencia del acoplamiento de estos devanados con los devanados de potencia, comprobando qué impacto tiene el acoplamiento en la sincronización entre las señales de gobierno de los rectificadores síncronos y las señales de potencia.

Tabla 2.1. ESPECIFICACIONES DEL CONVERTIDOR: INFLUENCIA DEL ACOPLAMIENTO DE LOS DEVANADOS AUXILIARES

Tensión de entrada	5 V
Tensión de salida	1,5 V
Corriente de salida	5A
Potencia de salida	7,5 W
Frecuencia de conmutación	200 kHz
Relación de vueltas (N_{PRIM}/N_{SEC})	4/3

Las especificaciones principales del convertidor con el que se va a estudiar la influencia del acoplamiento de los devanados auxiliares se muestran en la tabla 2.1.

La topología seleccionada para este convertidor es un *Forward con desmagnetización resonante* ([67] y [71]). Esta topología es sencilla, siendo muy apropiada para aplicaciones de baja potencia como la considerada en este caso. Además, dada la forma de onda de tensión que se aplica al transformador, esta topología es adecuada para el uso de técnicas de *RSA* ([67] y [71]). Cuando la tensión de salida es muy baja (1'5V, 1V), es necesario hacer uso de devanados auxiliares para gobernar uno o los dos *rectificadores síncronos* ([77], [78]). En este caso, se han utilizado dos devanados auxiliares, uno para cada *rectificador síncrono*. En la figura 2.4 se muestra el *Forward con desmagnetización resonante y Rectificación Síncrona Autoexcitada con devanados auxiliares*, indicando el número de vueltas de cada uno de los devanados. Más detalles del diseño de este convertidor se pueden obtener en [77], sin embargo en este punto nos vamos a centrar en el diseño del transformador y su impacto en el funcionamiento del convertidor.

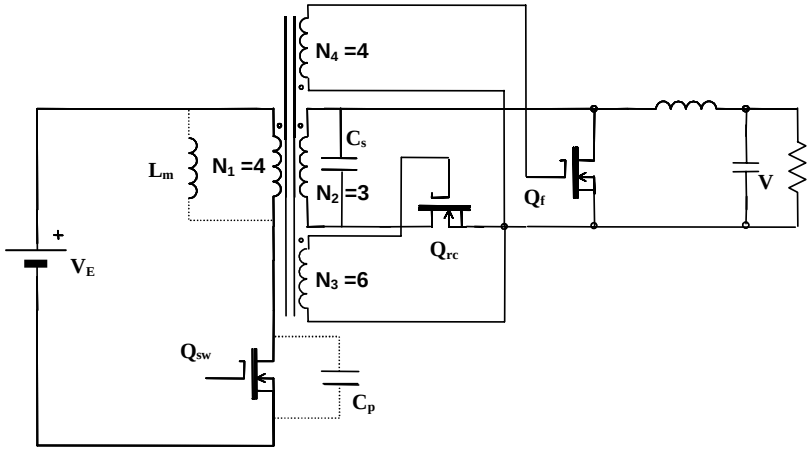


Figura 2.4. Forward con desmagnetización resonante y Rectificación Síncrona Autoexcitada con devanados auxiliares.

Para poder evaluar la influencia del acoplamiento de los devanados auxiliares en el funcionamiento del convertidor se han construido dos transformadores: *Transformador A* y *Transformador B*. El primero de ellos tiene los devanados auxiliares bien acoplados con los devanados de potencia mientras que el segundo tiene los devanados auxiliares mal acoplados con el resto de devanados.

Los transformadores se han montado en un núcleo RM6, material 3F3. Para mejorar el acoplamiento de los devanados, los transformadores se han construido con conductores planos de cobre [48]. Estos conductores planos se han obtenido a partir de las *espiras planas universales* [47] que se disponen en el laboratorio de la *División de*

Ingeniería Electrónica (DIE). Como se ve en la figura 2.5, estas espiras planas están construidas sobre una PCB de dos capas, y se dispone de una matriz con diferentes números de vueltas y disposiciones de forma que recortando y apilando de la manera adecuada se pueden construir transformadores planos con diferente número de vueltas, de ahí el nombre de universales. La tecnología de estas espiras planas (figura 2.6) es muy avanzada y superior a la tecnología estándar de PCB multicapa. El espesor de cada capa de cobre es 100μm mientras que el substrato (FR4) es únicamente de 50μm. Para poder apilar las espiras cada capa de cobre lleva un aislante superpuesto de 20μm de espesor. Esta tecnología permite obtener transformadores con un factor de ocupación muy alto, dada la alta relación cobre/aislante, además el fino espesor del aislante permite también mejorar el acoplamiento entre los diferentes devanados. La principal desventaja de esta tecnología viene también como consecuencia del pequeño espesor del aislante, reduciendo la máxima tensión de aislamiento y aumentado las capacidades parásitas del transformador. Sin embargo, esta tecnología es muy apropiada y se obtienen transformadores de muy buenas características en las aplicaciones consideradas en esta tesis: baja tensión de entrada (48V, 75V) y altas corrientes (20A, 50A). Estas *espiras planas universales* permiten obtener de forma muy rápida prototipos de laboratorio con muy buenas prestaciones y se han utilizado en muchos de los convertidores que se han construido para realizar esta tesis.

El transformador de este convertidor tiene cuatro devanados: los devanados primario (PRIM) y secundario (SEC) son los devanados de la etapa de potencia y los devanados terciario (TER) y cuaternario (CUAT) son los devanados auxiliares para gobernar los *RSs* (figura 2.4). Se han implementado dos transformadores (*Transformador A* y *Transformador B*) que son idénticos salvo en el entrelazado de los devanados. Ambos transformadores tienen 24 capas: 8 capas son del devanado PRIM (cada capa tiene 4 vueltas y las ocho capas están en paralelo), el devanado SEC tiene 10 capas en paralelo (cada capa tiene 3 vueltas), el devanado TER tiene 3 capas en paralelo (cada capa tiene 6 vueltas) y el devanado CUAT tiene tres capas en paralelo (cada capa tiene 4 vueltas). Al poner varias capas en paralelo se obtienen dos ventajas muy importantes: por una parte se reducen las pérdidas de conducción y por otra se tiene la capacidad de entrelazar unos devanados con otros, mejorando en gran medida el acoplamiento de aquellos devanados que sean más importantes. En el *Transformador A* (figura 2.7) se ha dado bastante importancia a los devanados auxiliares (TER y CUAT), así se puede ver que tanto el devanado TER como el CUAT se han entrelazado muy bien con los devanados de potencia. Sin embargo, en el *Transformador B* (figura 2.7) se ha dado prioridad absoluta a los devanados de

potencia, PRIM y SEC están muy bien entrelazados entre sí y los devanados TER y CUAT se han situado en un extremo, quedando mal entrelazados con los devanados de potencia.

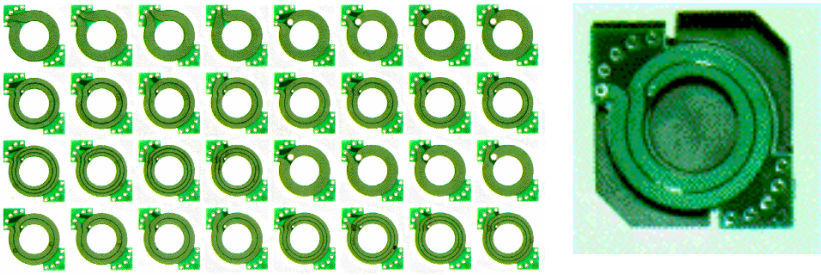


Figura 2.5. Matriz de espiras planas (izquierda). Conjunto de espiras apilado (derecha).

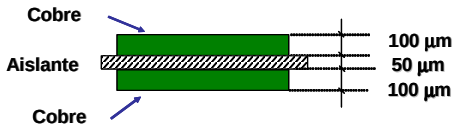
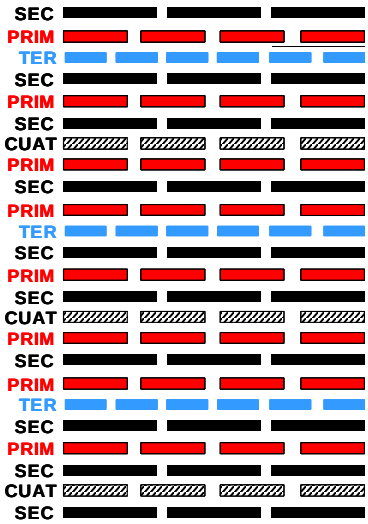
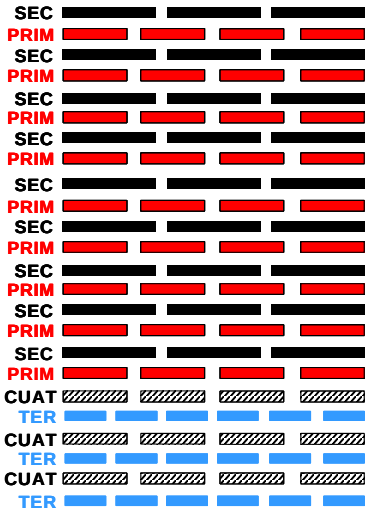


Figura 2.6. Tecnología de las espiras planas universales.



a) Transformador A:
devanados auxiliares bien acoplados
$L_{PRIM_CUAT} = 70nH$



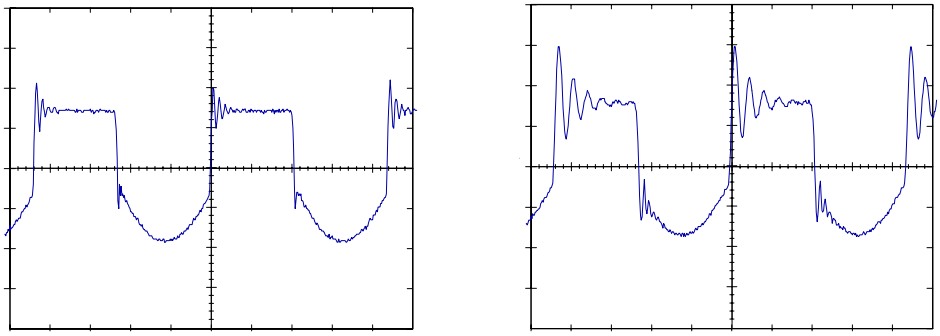
b) Transformador B:
devanados auxiliares mal acoplados
$L_{PRIM_CUAT} = 290nH$

Figura 2.7. Entrelazado de los Transformadores A y B.

El *Transformador A* y el *Transformador B* se han montado y medido en pequeña señal, resultando, como se esperaba, que los devanados auxiliares están bastante bien acoplados en el *Transformador A* y no lo están en el *Transformador B*. Así por ejemplo, la inductancia de dispersión medida desde primario con el devanado cuaternario cortocircuitado es 70nH a 200kHz en el *Transformador A* y 290nH a la misma frecuencia en el *Transformador B*.

El convertidor *Forward con desmagnetización resonante y Rectificación Síncrona Autoexcitada con devanados auxiliares* se ha probado con ambos transformadores. La figura 2.8 y figura 2.9 muestran la tensión de puerta-fuente de los *RSs* que se ha obtenido con cada transformador. A simple vista se ve el efecto que tiene un mal acoplamiento de los devanados auxiliares. La alta inductancia de dispersión de los devanados auxiliares del *Transformador B*, cuatro veces más grande que en el *Transformador A*, retarda la señal de excitación de los *RSs* respecto de la señal de potencia, distorsionándose, como puede apreciarse, las señales de puerta-fuente.

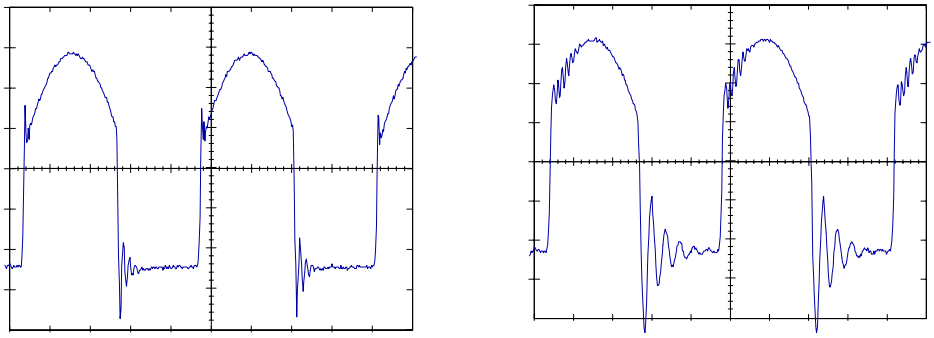
Cuando el control, ya sea externo o auto-excitado, de la *Rectificación Síncrona* va retrasado respecto de las señales de potencia, el Rectificador Síncrono se apaga más tarde de lo que se debe, cortocircuitándose el transformador durante un pequeño intervalo de tiempo. En las secciones 2.2.2 y la 3.3.2.3 se exponen con detalle dos ejemplos donde el circuito de Rectificación Síncrona está mal sincronizado con la potencia. Esta situación es la que se produce en este convertidor cuando el devanado auxiliar está mal acoplado.



a) Devanados auxiliares bien acoplados (5V/div, 1μs/div)

b) Devanados auxiliares mal acoplados (5V/div, 1μs/div)

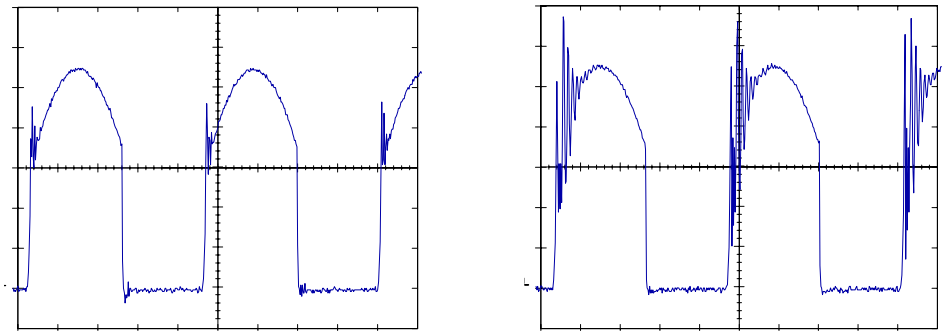
Figura 2.8. Tensión puerta-fuente medida en el Rectificador Síncrono Q_{rc} con el Transformador A (izquierda) y el Transformador B (derecha).



a) Devanados auxiliares bien acoplados (2V/div, 1μs/div) *b) Devanados auxiliares mal acoplados (2V/div, 1μs/div)*

Figura 2.9. Tensión puerta-fuente medida en el Rectificador Síncrono Q_{fr} con el Transformador A (izquierda) y el Transformador B (derecha).

La distorsión de las señales se propaga por todo el convertidor, en primer lugar y como consecuencia del cortocircuito la tensión de primario del transformador se ve afectada. En la figura 2.10 se muestra la tensión drenador-fuente del MOSFET de primario, Q_{SW}, medida con cada una de los transformadores. Cuando los devanados auxiliares están mal acoplados y por tanto las señales de excitación de los *RSs* están retrasadas, se distorsiona la tensión de primario. Esta distorsión se ve reflejada a través del transformador en los devanados auxiliares de excitación afectando, a su vez, a la misma señal de excitación de los *RSs*.



a) Devanados auxiliares bien acoplados (2V/div, 1μs/div) *b) Devanados auxiliares mal acoplados (2V/div, 1μs/div)*

Figura 2.10. Tensión drenador-fuente medida en el interruptor principal Q_{sw} con el Transformador A (izquierda) y el Transformador B (derecha).

La mala sincronización de los devanados auxiliares tiene un impacto directo en las pérdidas que se producen puesto que se produce un intervalo de conducción

cruzada y otro periodo de conducción del diodo parásito. En la figura 2.11 se muestra el rendimiento medido en el convertidor con el *Transformador A* (devanados auxiliares bien acoplados) y el *Transformador B* (devanados auxiliares mal acoplados). Se comprueba que debido al mal acoplamiento de los devanados auxiliares el rendimiento es más bajo cuando se utiliza el *Transformador B*. En este caso y debido a que la tensión de entrada es baja (5V), las pérdidas que se producen durante el periodo que está cortocircuitado el transformador no son muy grandes, sin embargo y como se ve en el ejemplo de *Rectificación Síncrona Externa* (apartado 2.2.2), si la tensión de entrada es más grande, por ejemplo 48V, estas pérdidas son más significativas y afectan aún más al rendimiento del convertidor.

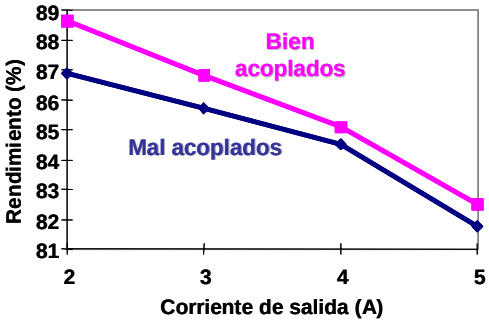


Figura 2.11. Rendimiento medido en el convertidor con el Transformador A (devanados auxiliares bien acoplados) y el Transformador B (devanados auxiliares mal acoplados)

2.2.1.2 Resumen del análisis de las técnicas clásicas de Rectificación Síncrona Autoexcitada

Desde el punto de vista de la **alimentación de las nuevas cargas electrónicas**, las dos **conclusiones más importantes del análisis realizado sobre las técnicas clásicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada*** son:

- El principal inconveniente del esquema de *RSA* tradicional, con o sin devanados auxiliares, es que los *RSs* están apagados cuando la tensión del transformador es cero, circulando la corriente de salida a través de los diodos parásitos. Por lo tanto, los esquemas *RSA* tradicionales son más apropiados en topologías con transiciones rápidas en la tensión del transformador (desde negativo a positivo y viceversa). Los esquemas de *RSA* tradicionales son muy eficientes en topologías como Forward con enclavamiento activo, Medio Puente con control complementario, etc., pero **no son interesantes en**

topologías que presentan tiempos muertos en el transformador como son el Medio Puente, Push Pull, etc.

- Cuando se utilizan **devanados auxiliares**, resulta **crítico garantizar un buen acoplamiento** de éstos con el resto de los devanados de potencia para poder así obtener una **buena sincronización** de las señales de excitación de los Rectificadores Síncronos con las señales de potencia.

Por lo tanto y como consecuencia de este análisis surge de forma inmediata la siguiente pregunta: **¿Se pueden aplicar otras técnicas de Rectificación Síncrona Autoexcitada que permitan el uso de topologías más adecuadas para alimentar las nuevas cargas electrónicas?**

2.2.2 RECTIFICACIÓN SÍNCRONA EXTERNA

Una alternativa a la Rectificación Síncrona Autoexcitada es gobernar los *Rectificadores Síncronos* con un control externo: ***Rectificación Síncrona Externa***. En la figura 2.12 se muestra el convertidor *Medio Puente* con *Rectificación Síncrona Autoexcitada*. Como consecuencia de controlar los *RSs* con un circuito externo a la etapa de potencia se tienen unas ventajas muy interesantes pero también unos inconvenientes que se han de considerar.

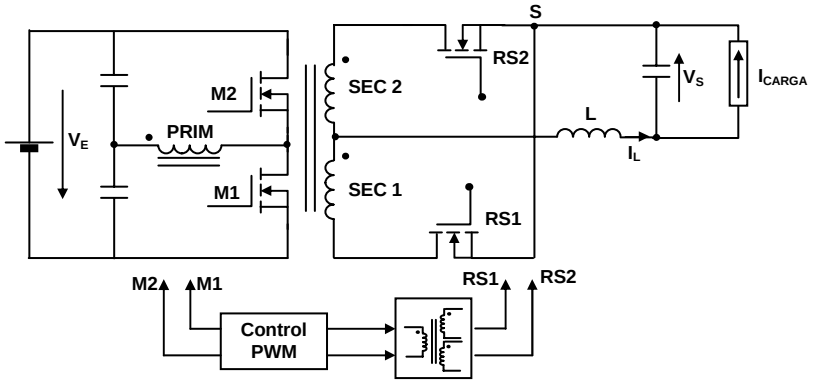


Figura 2.12. Convertidor Medio Puente con Rectificación Síncrona Externa.

Como ventajas más interesantes se han de destacar:

- Las señales de excitación dependen exclusivamente del control externo, por lo que existe total libertad para generar la **ley de disparo** de los *Rectificadores Síncronos*. Por lo tanto, la *RS Externa* permite obtener los pulsos adecuados para gobernar los *Rectificadores Síncronos* de los convertidores con tiempos muertos en el transformador (*Medio Puente*, *Puente Completo*, *Push-Pull*, etc.). Esta es la ventaja fundamental dado que permite tener Rectificación Síncrona en topologías de mejor respuesta dinámica y por tanto más apropiadas para alimentar las nuevas cargas electrónicas.
- La tensión puerta-fuente es **constante e independiente de la tensión de entrada**. Por lo tanto, no se tiene el inconveniente que se tiene en los esquemas de *RS Autoexcitada*. Por ejemplo, cuando la tensión de entrada tiene un amplio margen de variación (mayor que 1:4), las prestaciones de los esquemas de *RS Autoexcitada* ven reducida su aplicabilidad dado que las tensiones de puerta fuente alcanzan sus límites superior e inferior.

En aplicaciones de muy baja tensión de salida, el mismo circuito de control es perfectamente aplicable. No ocurre como se ha analizado en la sección anterior que el esquema clásico de *RS Autoexcitada* necesita devanados auxiliares en el transformador para elevar el nivel de tensión de excitación.

Por el contrario, los principales inconvenientes de la excitación externa son:

- No existe sincronización automática entre las señales del control y las de potencia, por lo tanto es el sistema de control el que tiene que garantizar la **correcta sincronización** entre los disparos de los interruptores de primario y los *rectificadores síncronos*. Como se analiza más adelante en esta sección, en el diseño del circuito de control se deben tener en cuenta los retardos introducidos por los diferentes circuitos en la propagación de las señales de excitación, así como las tolerancias de estos retardos.
- Para mantener el aislamiento galvánico entre el lado de primario y secundario es necesario introducir un **transformador de pulsos**. Este transformador de pulsos incrementa la complejidad del diseño así como el coste y el tamaño del convertidor. Si bien es verdad que el tamaño de este transformador no depende de la potencia del convertidor, sus dimensiones pueden ser comparables a las de otros elementos de la etapa de potencia. El prototipo de la fotografía (figura 2.13) tiene dos convertidores *Medio Puente* con *Rectificación Síncrona Externa* integrados en la misma tarjeta. En este prototipo el transformador de pulsos (núcleo ER9.5) es de dimensiones similares al núcleo de la bobina del filtro de salida (RM4-LP). La potencia de cada convertidor es de 25W.

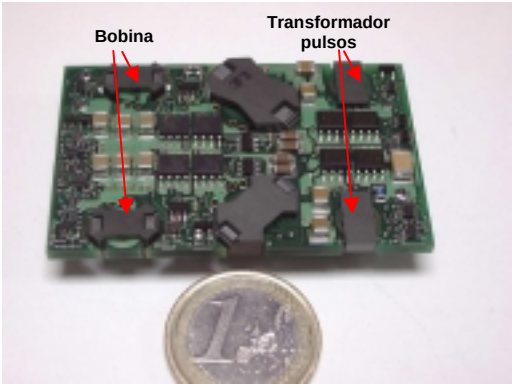


Figura 2.13. Fotografía de un convertidor Medio Puente con Rectificación Síncrona Externa.

Para mantener el aislamiento galvánico se suele utilizar un optoacoplador para enviar la medida de la tensión de salida al lazo de control. Como se sabe, un optoacoplador tiene un ancho de banda limitado, entre 5kHz y 10kHz, lo que puede representar una restricción en la respuesta dinámica de ciertas aplicaciones. Una ventaja de tener que poner el transformador de pulsos es que el control se puede situar en primario o en secundario. Tener el **control en secundario** supone complicar el circuito de control ya que se necesita tener una fuente de alimentación para arrancar el convertidor así como mantener alimentado el secundario durante las situaciones de fallo. Sin embargo, tener el control en secundario evita la necesidad del optoacoplador y por tanto su limitación de la respuesta dinámica del convertidor.

En aquellas aplicaciones donde se pueda evitar el aislamiento galvánico, el transformador de pulsos no es necesario y la única desventaja de utilizar *Rectificación Síncrona Externa* es garantizar una buena sincronización entre primario y los *RSs* de secundario. Por otra parte, si no es necesario aislamiento galvánico, es muy razonable preguntarse si topologías con transformador son realmente útiles o por el contrario en estos casos es mejor utilizar el convertidor *Reductor*. En el capítulo 5 se profundiza en este planteamiento para poder determinar si topologías como el *Medio Puente* son útiles para alimentar cargas de rápida respuesta dinámica pese a que no se necesite aislamiento.

En topologías con excitación simétrica del transformador los *rectificadores síncronos* deben conducir durante los tiempos muertos. En la figura 2.14 se ilustra cómo debe ser la ley de control de los interruptores y los *RSs* para el Medio Puente de la figura 2.12. Se observa que cada *rectificador síncrono* conduce durante el tiempo complementario al que lo hace uno de los interruptores de primario. Así por ejemplo, la señal de excitación del *rectificador síncrono* RS2 es la inversa de la señal de control del interruptor M1.

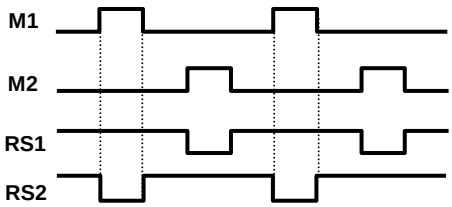


Figura 2.14. Señales de disparo de los MOSFETs y los Rectificadores Síncronos en una topología con tiempos muertos en el transformador, por ejemplo el convertidor Medio Puente.

Como se ha comentado, el control de excitación externa debe generar la sincronización entre las señales de excitación de los MOSFETs de primario y los

rectificadores síncronos para asegurar el buen funcionamiento del convertidor. Como se muestra en la figura 2.15, antes de encender un *rectificador síncrono*, se debe haber apagado el interruptor de primario complementario y viceversa para así evitar el fenómeno de conducción cruzada. La conducción cruzada se produce si un *rectificador síncrono* entra en conducción cuando todavía no se ha apagado el interruptor de primario o viceversa, cortocircuitándose el secundario durante este intervalo. Cuando conduce uno de los interruptores de primario, uno y sólo uno de los rectificadores síncronos puede estar conduciendo, de lo contrario la fuente de entrada se encuentra el secundario cortocircuitado y la corriente se dispara. Como consecuencia de esta conducción cruzada las pérdidas del convertidor se incrementan de forma muy importante. En la figura 2.16 se muestra cómo es la corriente medida en el primario del transformador de un *Medio Puente con Rectificación Síncrona* cuando se produce conducción cruzada durante el apagado de un *RS* y el encendido de un interruptor principal. En esta figura se ve cómo el pico de corriente por primario alcanza los 8A debido al cortocircuito transitorio de los devanados de secundario, valor cuatro veces más alto que la corriente máxima a plena carga (2A) por ese mismo transformador cuando no se produce esta situación. Un poco más avanzado este análisis (sección 2.2.2.1) se muestra con un prototipo cuál es el impacto de la conducción cruzada en el rendimiento.

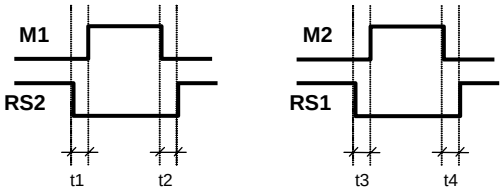


Figura 2.15. Detalle de las señales de control de un Medio Puente con Rectificación Síncrona: Retardo entre el encendido y el apagado de los interruptores.

Para evitar la conducción cruzada se debe garantizar que se cumplen los retardos t1, t2, t3 y t4 (figura 2.15). Durante los intervalos t1, t2, t3 y t4 conducirán los diodos parásitos de los *rectificadores síncronos* lo que supone un aumento de las pérdidas del convertidor debido no sólo al hecho de conducir el diodo parásito en vez del MOSFET sino también por el apagado de ese diodo. Por lo tanto, estos retardos deben ser tan cortos como sea posible pero garantizando en cualquier caso que no tiene lugar el fenómeno de conducción cruzada.

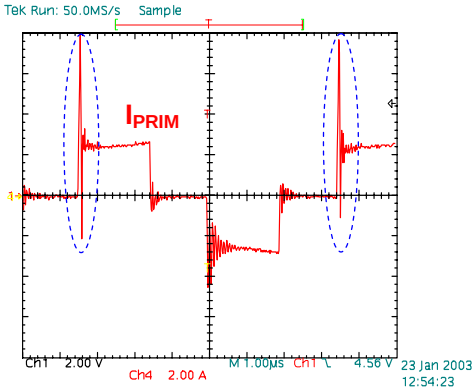


Figura 2.16. Corriente medida en el primario del transformador de un Medio Puente con Rectificación Síncrona: Pico de corriente debido a la conducción cruzada de un Rectificador Síncrono y uno de los interruptores de primario. (2A/div, 1µs/div).

En la figura 2.17 se muestra el diagrama de bloques de un circuito de control para generar las señales apropiadas para la *Rectificación Síncrona Externa* de un convertidor *Medio Puente*. Este circuito de control se ha desarrollado para tener el control en secundario y es el utilizado en el prototipo de la figura 2.13. Como se observa en la figura 2.17, el circuito consta en primer lugar del modulador de ancho de pulso (PWM) que genera dos pulsos desfasados 180º. El ancho de estos pulsos puede modularse y controla el ciclo de trabajo del convertidor.

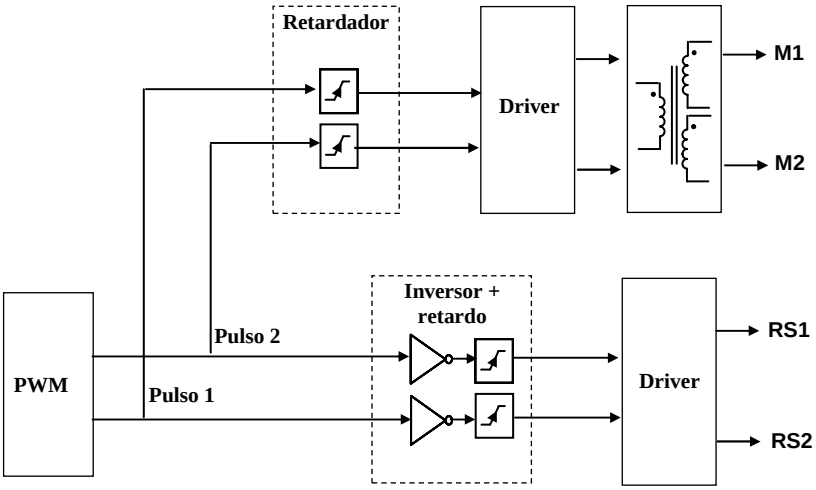


Figura 2.17. Diagrama de bloques del circuito de control externo de un Medio Puente con Rectificación Síncrona y aislamiento galvánico. Control en secundario.

Estos pulsos se utilizan para generar las señales de gobierno de los MOSFETs de primario y la de los *rectificadores síncronos*. Para evitar la conducción cruzada es importante apagar al dispositivo lo antes posible y tener la capacidad de retardar su encendido; en este sentido, en todos los caminos de las señales se ha introducido un bloque retardador del encendido del interruptor correspondiente.

Para generar las señales de los *RSs* los pulsos generados por el modulador de ancho de pulso se han de invertir y se llevan a un "driver"[1] para poder gobernar los correspondientes MOSFETs. En este camino la señal va sufriendo retardos de propagación. Si los pulsos del modulador de ancho de pulso se llevasen directamente al "driver" de los interruptores de primario, se produciría conducción cruzada dado que por este camino se tendría menos retardo y se podría encender el interruptor M1 antes de apagar el interruptor RS2. Para evitar esta situación, se debe introducir en el camino de la señal de los interruptores principales un retardo equivalente que permita retrasar el encendido de éstos. Dado que el control está en secundario, se ha de introducir un transformador de pulsos en el camino de la señales de los interruptores M1 y M2 para poder mantener el aislamiento galvánico.

En la figura 2.18 se ilustra esquemáticamente cómo quedan las señales de gobierno de los interruptores respecto de las señales de control. Dado que el funcionamiento correcto debe ser que cualquiera de los interruptores se apague lo antes posible y se retarde su encendido, es este retardo el que se ha destacado en el esquema.

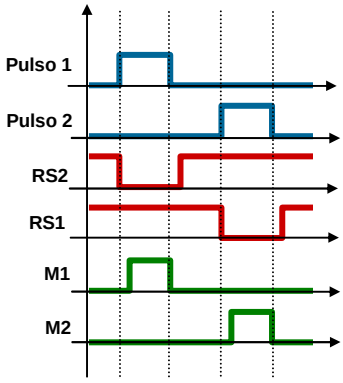


Figura 2.18. Señales de disparo de los MOSFETs y los Rectificadores Síncronos de un convertidor Medio Puente con Rectificación Síncrona Externa.

[1] *Término inglés que se utiliza para denominar al circuito electrónico que sirve para gobernar un interruptor de potencia como puede ser un MOSFET.*

Para generar los retrasos entre unas señales y otras se debe tener en cuenta no sólo el retardo de propagación que introduce un circuito o un bloque sino también la tolerancia que se tiene en ese retardo. Al ajustar las etapas retardadoras es necesario considerar que una red de retraso adecuada para un determinado prototipo, podría producir conducción cruzada en otro prototipo. Para evitar este fenómeno, hay que diseñar estas redes teniendo en cuenta las tolerancias de los componentes: el retardo en las señales de control se debe fijar teniendo en cuenta el peor caso desde el punto de vista de las tolerancias del circuito.

En la figura 2.19 se ilustra cómo se tiene en cuenta la tolerancia de los retardos. El retardo ideal o retardo óptimo (t_{OPT}) sería el mínimo posible, es decir en cuanto un interruptor se apagase el complementario debería encenderse. Sin embargo, si ajustásemos los retardos al retardo óptimo, las tolerancias (Δt_R) de los retardos podrían producirnos conducción cruzada en función de las condiciones térmicas y eléctricas en las que se encuentre cada circuito. Por lo tanto y tal como se ilustra en la figura 2.19, el retardo entre las señales de encendido y apagado debe ser capaz de absorber los márgenes en los que varían las tolerancias. Si suponemos que los caminos de las dos señales tienen las mismas tolerancias (Δt_R) el retardo se debe ajustar al peor de los casos ($t_{OPT} + 2\Delta t_R$), ocurriendo en el mejor de las combinaciones el retardo mínimo (t_{OPT}).

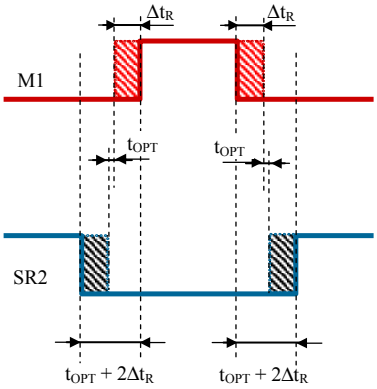


Figura 2.19. Retardo entre las señales de disparo del interruptor principal y el Rectificador Síncrono complementario teniendo en cuenta las tolerancias de los retardos.

En el diagrama de bloques de la figura 2.17 los elementos básicos que se utilizan son puertas lógicas (inversores), "drivers" y el transformador de pulsos.

En la tabla 2.2 se muestran las tolerancias en los retardos de encendido y apagado de algunos "drivers" comerciales que existen en el mercado, aptos en principio para

esta aplicación. Las tolerancias de los retardos son muy diferentes de unos a otros y se deben tener en cuenta a la hora de elegir un "driver" para ser utilizado en un convertidor con *Rectificación Síncrona Autoexcitada*.

Tabla 2.2

TOLERANCIAS EN EL RETARDO DE ENCENDIDO Y APAGADO DE "DRIVERS" COMERCIALES

Código	Encapsulado	I_{MAX}	Tolerancia de retado en el encendido y el apagado (Δt_R)
IR2181	SO8	2A	100ns
IR4426	SO8	2,3A	80ns
IR2110	SO16	2,5A	20ns
EL7202	S08	2A	15ns

La lógica digital que se utiliza también presenta unas tolerancias que se deben tener en cuenta. Familias rápidas como la 74F o la 74HC presentan tolerancias en sus retardos de 5ns y 15ns respectivamente, sin embargo otras familias más lentas pueden presentar tolerancias de 50ns tanto en el retardo de propagación de subida como en el de bajada. Por lo tanto, también debe vigilarse qué tipo de familia lógica se elige, así como asegurarse que todas las señales viajan a través del mismo número de puertas lógicas, que por otra parte debe ser el mínimo posible.

Por último, el retardo del transformador de pulsos resulta ser muy pequeño comparado con el retardo introducido por los otros bloques y no hace falta tenerlo en cuenta. En el prototipo que se presenta a continuación (sección 2.2.2.1) se ha implementado un circuito de *Rectificación Síncrona Externa* y se ha comprobado que efectivamente el retardo introducido por el transformador de pulsos es muy pequeño.

Para diseñar de forma fiable el circuito de control que gobierna externamente los *Rectificadores Síncronos* se ha de garantizar que las señales de control atraviesan el mismo número y tipo de componentes de lógica digital y de "drivers". Si se diseña de esta forma, el retardo nominal va a ser el mismo en los dos caminos y no es necesario considerarlo en el análisis, siendo únicamente necesario considerar las tolerancias de los retardos de cada bloque.

Como resumen, se puede decir que para garantizar el correcto funcionamiento del convertidor, incluso para el caso más desfavorable, el retardo que debe introducirse entre las señales de control de los MOSFETs de primario y los *RSs* ha de ser el retardo óptimo más dos veces la tolerancia máxima ($t_{OPT} + 2\Delta t_R$). Así se garantiza que para cualquier tolerancia no se produzca conducción cruzada.

2.2.2.1 Influencia de los retardos en el rendimiento del convertidor: medidas experimentales

Como se ha analizado anteriormente, es muy importante la existencia de un cierto retardo en las señales de control para evitar que se produzca un mal funcionamiento del convertidor originado por la conducción cruzada. Sin embargo, por otro lado, es importante ajustar correctamente estos retardos ya que durante estos intervalos de tiempo la corriente de salida circula por el diodo parásito de uno de los *Rectificadores Síncronos* lo que hace aumentar las pérdidas del convertidor. Por lo tanto, se deben ajustar los retardos de las señales de control de forma que siendo lo más pequeños posibles puedan absorber las tolerancias de los retardos de propagación sin que se produzca conducción cruzada. En esta sección se va a evaluar sobre un prototipo cómo influye en las pérdidas del convertidor una incorrecta sincronización, ya sea por conducción cruzada o por un retardo excesivo.

Para el análisis se ha utilizado como prototipo un *Medio Puente con Rectificación Síncrona Externa*. Este prototipo corresponde a un proyecto desarrollado en el laboratorio de la División de Ingeniería Electrónica de la ETSII. Este convertidor proporciona una tensión de salida de 2V a partir de un bus de alimentación de telecomunicaciones (36V-75V). El convertidor es un Medio Puente Multifase (Capítulo 5) de dos fases. Cada una de las fases es de 12A. Otra especificación importante es el tamaño, las dos fases se deben integrar en una única PCB de área 36mm x 57mm (medidas correspondientes al "quarter brick" que comercialmente se utiliza como referencia para convertidores de tamaño muy compacto). Este convertidor ha sido desarrollado para un proyecto industrial y no se van a proporcionar más detalles del diseño del mismo dado que el análisis relevante para esta Tesis está en estudiar cómo influye la sincronización de las señales de control de la *Rectificación Síncrona Externa* sobre un prototipo real.

En la figura 2.20 se muestra una fotografía de este convertidor Medio Puente Multifase. En una PCB multicapa (10 capas) se han integrado las dos fases y es con una de las fases de 12A sobre la que se ha realizado el estudio de la influencia de los retardos.

Es importante conocer el funcionamiento del convertidor para distintos retardos y analizar la influencia de éstos en el rendimiento del mismo para poder determinar qué retardos son admisibles y por tanto qué lógica y qué "drivers" se pueden utilizar. El objetivo de las medidas de rendimiento que se han realizado en el convertidor, cuyo análisis se ofrece a continuación, es precisamente éste: determinar hasta qué retardo el

funcionamiento del convertidor es adecuado para así determinar cuál es la tolerancia máxima admisible para el circuito de excitación externa.

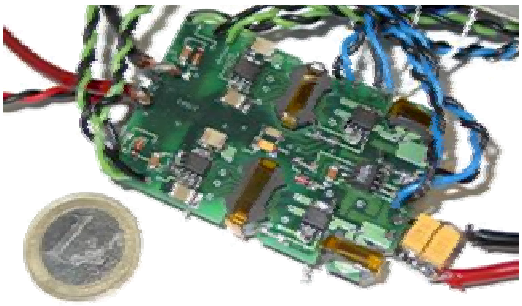
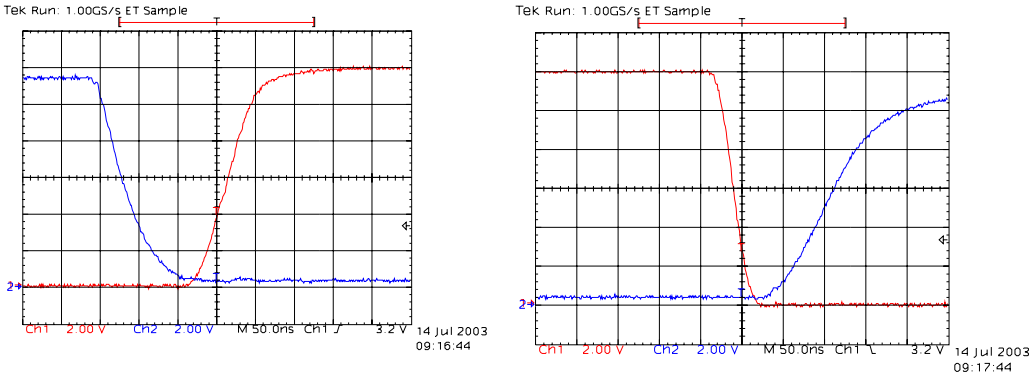


Figura 2.20. Fotografía del prototipo Medio Puente con Rectificación Síncrona Externa. Medio Puente Multifase (2 fases).

Se han ensayado cinco situaciones diferentes: retardo óptimo, conducción cruzada, retardo de 50ns, retardo de 100ns y retardo de 150ns. El primer ensayo corresponde al retardo óptimo (t_{OPT}) que es el retardo que se necesita para obtener el máximo rendimiento a plena carga. En la figura 2.21 se muestra cómo es la transición de las tensiones de puerta que da lugar al retardo óptimo.



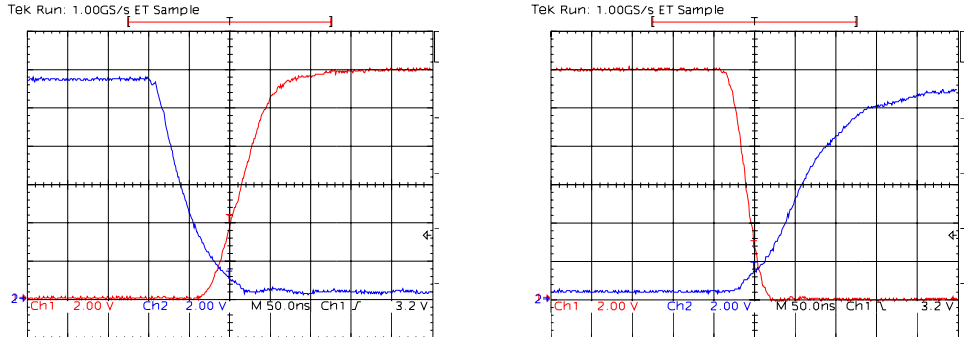
a) Retardo óptimo: Encendido de M1 y apagado de RS2

b) Retardo óptimo: Apagado de M1 y encendido de RS2

Figura 2.21. Detalle de las formas de onda de las tensiones puerta – fuente de un MOSFET de primario y el Rectificador Síncrono complementario con el retardo óptimo (2V/div, 50ns/div).

En la figura 2.22 se muestra una situación de conducción cruzada dado que antes de apagarse un interruptor se enciende el siguiente. Aunque el tiempo de conducción cruzada es muy pequeño (inferior a 20ns) tiene una importante repercusión en las

pérdidas del convertidor. Así por ejemplo, para una carga de 1A y una tensión de entrada de 48V, las pérdidas que se tienen en el convertidor son de 0'6W (78% de rendimiento) con el retardo óptimo, sin embargo con la conducción cruzada de la figura 2.22 las pérdidas son de 2'2W (48% de rendimiento) para las mismas condiciones. Como consecuencia de la conducción cruzada se produce un incremento de pérdidas muy importante de 1'6W. En principio estas pérdidas debidas al intervalo de tener cortocircuitado el secundario no dependen de la carga y se puede estimar que este incremento de pérdidas va a ser aproximadamente el que se tenga en todo el rango de carga. A plena carga (12A), 48V de entrada y trabajando con el retardo óptimo, el convertidor tiene unas pérdidas de 3'4W lo que representa un rendimiento del 87'5%. Si se supone que la conducción cruzada incrementa las pérdidas de forma parecida en todas las cargas, las pérdidas de este convertidor a plena carga y con la conducción cruzada de la figura 2.22 serían alrededor de 5W, reduciéndose el rendimiento a 82'7%. Estos datos ponen de manifiesto que es muy importante evitar situaciones de conducción cruzada, aunque sean de muy corta duración, y por tanto el retardo que se introduzca debe ser suficiente para absorber las tolerancias de los circuitos.



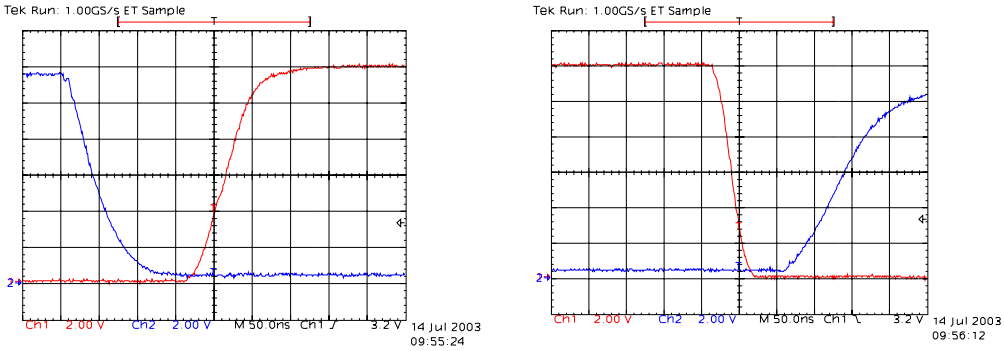
a) Conducción cruzada: Encendido de M1 y apagado de RS2

b) Conducción cruzada: Apagado de M1 y encendido de RS2

Figura 2.22. Detalle de las formas de onda de las tensiones puerta–fuente de un MOSFET de primario y el Rectificador Síncrono complementario en una situación de conducción cruzada (2V/div, 50ns/div).

Para evaluar el impacto de introducir un retardo más grande que pueda absorber las tolerancias, vamos a movernos en sentido contrario, incrementando el retardo. Se han considerado tres situaciones con retardo de 50ns, 100ns y 150ns. Los retardos se han medido tomando como referencia el paso por cero voltios de las señales puerta – fuente de los transistores MOSFETs correspondientes.

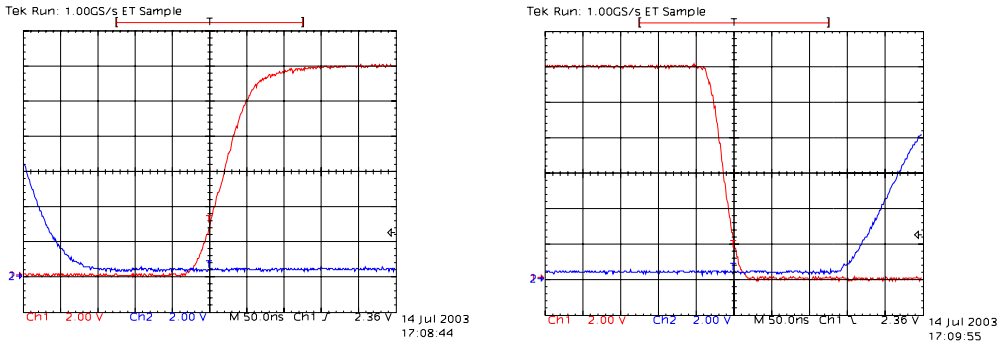
A continuación se muestran las formas de onda capturadas con el osciloscopio para el retardo de 50ns (figura 2.23) y el de 150ns (figura 2.24).



a) Retardo de 50ns: Encendido de M1 y apagado de RS2

b) Retardo de 50ns: Apagado de M1 y encendido de RS2

Figura 2.23. Detalle de las formas de onda de las tensiones puerta–fuente de un MOSFET de primario y el Rectificador Síncrono complementario con un retardo de 50ns (2V/div, 50ns/div).



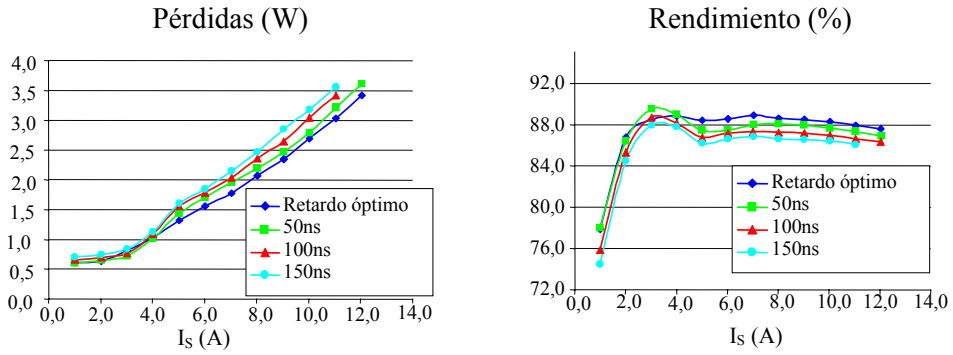
a) Retardo de 150ns: Encendido de M1 y apagado de RS2

b) Retardo de 150ns: Apagado de M1 y encendido de RS2

Figura 2.24. Detalle de las formas de onda de las tensiones puerta–fuente de un MOSFET de primario y el Rectificador Síncrono complementario con un retardo de 150ns (2V/div, 50ns/div).

En la figura 2.25 se muestra cómo influye el retardo en las pérdidas y el rendimiento del convertidor cuando trabaja con 48V de entrada. En la tabla 2.3 se tienen los datos de pérdidas y rendimiento medidos a plena carga para las tensiones de entrada 36V, 48V y 75V y para los diferentes retardos considerados. Se observa que

las pérdidas del convertidor se incrementan alrededor de 0'5W al trabajar con un retardo de 150ns. Para la tensión de entrada nominal (48V) y a plena carga trabajar con un retardo de 150ns representa un incremento de las pérdidas del 16% respecto de trabajar con el retardo óptimo. Este incremento de las pérdidas, aún siendo admisible, empieza a ser considerable. El incremento de pérdidas se va reduciendo a medida que se baja el retardo; así para 100ns el incremento es del 12% y para 50ns es del 6%. La influencia del retardo es algo mayor a mayores tensiones de entrada si bien es verdad que las diferencias son poco importantes.



a) Medida de las pérdidas *a) Medida del rendimiento*

Figura 2.25. Medidas de pérdidas y rendimiento en el convertidor con 48V de entrada y para los diferentes retardos considerados: óptimo, 50ns, 100ns y 150ns.

Tabla 2.3

PÉRDIDAS Y RENDIMIENTO DEL CONVERTIDOR EN FUNCIÓN DE LA TENSIÓN DE ENTRADA Y EL RETARDO.

	Retardo óptimo	Retardo 50ns	Retardo 100ns	Retardo 150ns
V_E = 36V	3,11W	3,26W	3,37W	3,58W
I_S = 12A	88,48%	88,10%	87,77%	87,05%
V_E = 48V	3,41W	3,60W	3,84W	3,97W
I_S = 12A	87,56%	86,90%	86,30%	85,88%
V_E = 75V	5,06W	5,32W	5,52W	5,64W
I_S = 11A	81,27%	80,89%	80,25%	79,43%

Conociendo por un lado la influencia del retardo de las señales de control en las pérdidas del convertidor y por otro los valores de las tolerancias de los retardos de propagación de los componentes, sería recomendable seleccionar aquellos dispositivos

más rápidos, tanto en lógica digital como en los "drivers", para poder acotar el retardo total máximo entre 50ns y 100ns, y así no incrementar las pérdidas más allá del 12%.

Para terminar este análisis se va a estudiar el detalle de la transición del encendido y el apagado de uno de los rectificadores síncronos para el retardo óptimo. En la figura 2.26 se muestra la tensión de puerta-fuente y drenador-fuente medidas en el interruptor principal M1 y el rectificador síncrono RS2 con el retardo óptimo y condiciones nominales de V_E = 48V, V_S = 2V, I_S = 12A.

En la figura 2.27 se muestra el detalle del encendido y el apagado del rectificador síncrono RS2. Se observa la conducción del diodo parásito del rectificador síncrono RS2 debido a los retrasos entre las señales de control de primario y secundario. Esto se aprecia debido a que la tensión drenador – fuente del *RS* presenta una tensión negativa (del orden de 0'6V) correspondiente a la caída en conducción de este diodo.

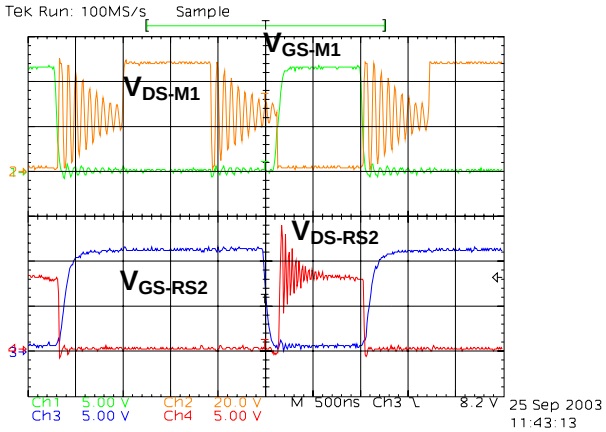
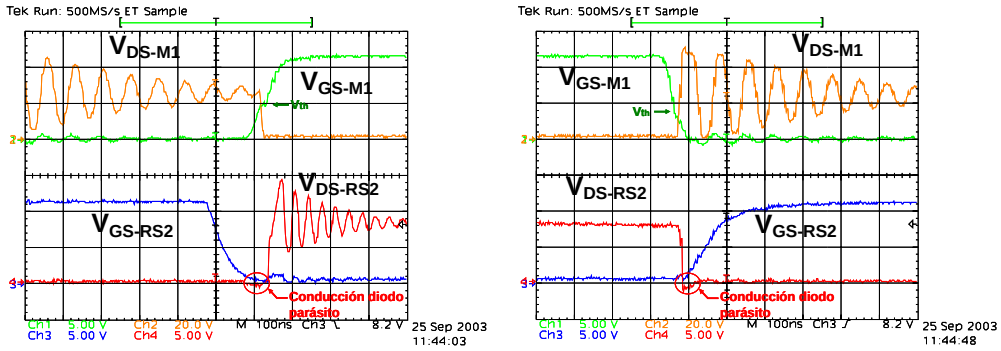


Figura 2.26. Tensión de puerta-fuente y drenador-fuente medidas en el interruptor principal M1 y el rectificador síncrono RS2 con el retardo óptimo y condiciones nominales de V_E=48V, V_S=2V, I_S=12A (V_{GS-M1} 5V/div, V_{DS-M1} 20V/div, V_{GS-RS2} 5V/div, V_{DS-RS2} 5V/div, 500ns/div).

Durante el encendido de RS2 (figura 2.27, derecha), el diodo parásito conduce durante el intervalo de tiempo en que M1 ya no conduce pero todavía no se ha alcanzado el umbral de conducción en la señal de control del rectificador RS2.

Durante el apagado de RS2 (figura 2.27, izquierda), el diodo parásito conduce desde que la tensión puerta – fuente del *RS* es nula hasta que se alcanza el umbral de conducción (V_{TH}) en la tensión puerta-fuente del MOSFET de primario. Una vez que se alcanza esta tensión, el transistor M1 comienza a conducir y deja de hacerlo el diodo parásito de RS2.



a) Retardo óptimo: Encendido de M1 y apagado de RS2

b) Retardo óptimo: Apagado de M1 y encendido de RS2

Figura 2.27. Detalle de las formas de onda de las tensión de puerta-fuente y drenador-fuente medidas en el interruptor principal M1 y el rectificador síncrono RS2 con el retardo óptimo y condiciones nominales de V_E=48V, V_S=2V, I_S=12A (V_{GS-M1} 5V/div, V_{DS-M1} 20V/div, V_{GS-RS2} 5V/div, V_{DS-RS2} 5V/div, 100ns/div).

El hecho de que conduzca el diodo parásito durante los retardos entre las señales de control conlleva, además de las pérdidas de conducción, las pérdidas debidas al fenómeno de la recuperación inversa del diodo cuado se produce su apagado. Lo ideal sería que el diodo parásito no llegase a conducir en ningún instante, lo que implicaría que no se producirían estas pérdidas de recuperación inversa. Este punto ideal de funcionamiento es prácticamente imposible conseguirlo.

Tanto para el retardo óptimo como para el resto de retardos se produce conducción de los diodos parásitos, por lo tanto las diferencias de pérdidas entre los distintos retardos analizados se deben únicamente a que al aumentar el retraso entre las señales de control, aumenta el tiempo de conducción del diodo, ya que las pérdidas de recuperación inversa no son un elemento diferencial pues en todos los casos considerados se producen.

En la transición del apagado del rectificador síncrono también es interesante resaltar el tiempo que transcurre desde que la tensión drenador-fuente del interruptor de primario cambia y se hace cero hasta que la tensión de drenador-fuente del rectificador síncrono recibe ese cambio y sube al valor impuesto por el transformador. En la figura 2.28 se muestra en detalle este intervalo de tiempo. Si el transformador de potencia fuese ideal este intervalo sería instantáneo, sin embargo y debido al acoplamiento no perfecto del transformador esta transición dura unos 20ns en el prototipo. Para entender el proceso conviene recordar que justo antes del cambio de

tensión impuesto desde el primario del transformador, el secundario que se va a apagar está conduciendo la mitad de la corriente de la carga. Al producirse el cambio de tensión en el primario, la corriente por ese secundario irá reduciéndose con una cierta pendiente marcada por las inductancias parásitas del transformador y el "lay-out"[2]. Mientras que la corriente siga circulando por el secundario, lo hará por el diodo parásito del rectificador RS2 ya que este rectificador había sido apagado previamente. Por lo tanto, desde que se da la orden desde primario de apagar un secundario hasta que esto ocurre se necesita un cierto tiempo que viene determinado por la cantidad de corriente que conduce el secundario que se ha de apagar y por el acoplamiento del transformador.

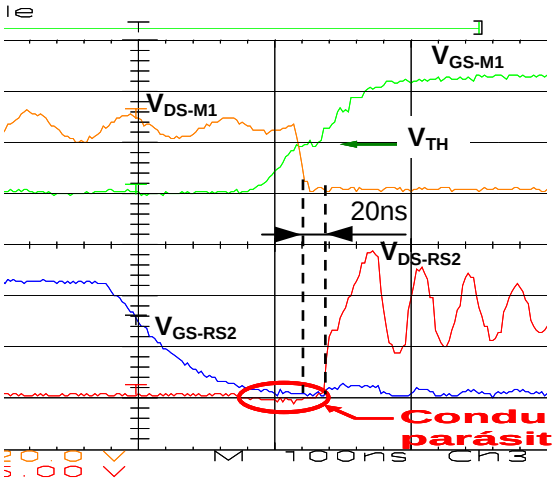


Figura 2.28. Detalle del encendido del interruptor M1 y el apagado del rectificador síncrono RS2 con el retardo óptimo y condiciones nominales de V_E=48V, V_S=2V, I_S=12A ($V_{GS\text{-}M1}$ 5V/div, $V_{DS\text{-}M1}$ 20V/div, $V_{GS\text{-}RS2}$ 5V/div, $V_{DS\text{-}RS2}$ 5V/div, 100ns/div).

2.2.2.2 Resumen del análisis de la Rectificación Síncrona Externa

Las principales conclusiones de este análisis son:

- La *Rectificación Síncrona Externa* es viable y es una solución interesante para las actuales especificaciones de rápida respuesta dinámica y baja tensión de salida dado que permite utilizar topologías que excitan simétricamente el transformador (Medio Puente, Push Pull, etc.).

[2] *Término inglés utilizado para indicar la disposición de los componentes en una tarjeta así como el trazado de las pistas que unen unos componentes con otros.*

- Es muy importante introducir el retardo suficiente en las señales de control para evitar situaciones de conducción cruzada que penalizan de forma muy importante las pérdidas y las interferencias electromagnéticas (EMI) generadas por el convertidor.
- El uso de esta alternativa tiene una **penalización en tamaño y coste** dado que además de circuitos electrónicos adicionales hace falta un transformador de pulsos que por ejemplo en el prototipo de la figura 2.13 es del mismo tamaño que la bobina de salida.
- Existe otra **penalización en las pérdidas** dado que para absorber las tolerancias de los retardos de propagación de los componentes del control es necesario tener un retardo que en el peor de los casos puede ser entre 50ns y 100ns. Para no incrementar estos retardos es importante vigilar el diseño de la etapa de control eligiendo un "driver" y una lógica digital muy rápidos. En el prototipo ensayado y como consecuencia de estos retardos, las pérdidas se incrementan alrededor de un 10% en condiciones nominales.

  Es importante hacer notar que este incremento de las pérdidas es más importante cuanto más grande sea la corriente de salida. Si la corriente de salida es más alta, por ejemplo 50A en vez de 12A, se utilizan más MOSFETs en paralelo para reducir la resistencia en conducción, sin embargo las pérdidas de conducción del diodo parásito crecen con la corriente (V_γ*I) dado que en un diodo la parte constante de caída de tensión por conducción directa no se reduce por disponer varios diodos en paralelo. Por lo tanto en aplicaciones de muy alta corriente de salida el uso de técnicas de *Rectificación Síncrona Externa* está más restringido dado que se deben de minimizar estos retardos.

  Integrar todo el control en un único *Circuito Integrado* probablemente ayudaría a tener unas tolerancias menores y por tanto a reducir los retardos necesarios.
- En aplicaciones donde no se requiera aislamiento entre primario y secundario la *Rectificación Síncrona Externa* se ve favorecida dado que no se necesita un transformador de pulsos y por tanto sólo es necesario el circuito de control que gestiona las señales de control y los retardos correspondientes. Por lo tanto, en aplicaciones sin aislamiento la principal penalización por utilizar técnicas de *Rectificación Síncrona Externa* está en el incremento de pérdidas como consecuencia de los retardos necesarios.

2.3 Influencia de la Respuesta Dinámica: Reductor equivalente

Como se ha comentado anteriormente, una característica fundamental de los convertidores que han de alimentar las nuevas cargas electrónicas es su respuesta dinámica. Las cargas electrónicas varían constantemente la demanda de potencia, sometiendo al VRM a escalones de energía que el convertidor ha de regular apropiadamente, manteniendo la tensión de alimentación adecuada ([27] - [30]).

Dado que las topologías que se utilizan para alimentar estas cargas son el *Reductor* y las topologías derivadas de éste, se va a revisar cómo es la respuesta dinámica del convertidor *Reductor* analizando en detalle de qué depende y cómo se puede mejorar. En concreto, se va a analizar cómo influye la inductancia de salida, la capacidad de salida, la capacidad de entrada y la tensión de entrada.

Si bien es verdad que este análisis se va a hacer exclusivamente sobre el convertidor *Reductor*, los resultados se pueden fácilmente extender a otras topologías que se utilicen en este tipo de convertidores, ya que las topologías derivadas del *Reductor*, con o sin aislamiento, siempre se pueden reducir a un ***Reductor Equivalente***, donde se pueden aplicar los mismos razonamientos.

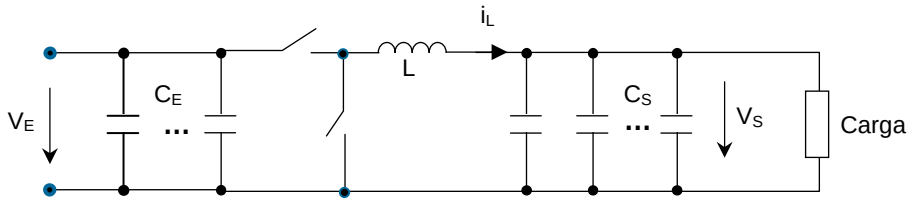


Figura 2.29. Reductor Equivalente.

La respuesta dinámica de un convertidor está directamente relacionada con el control del mismo. Dependiendo de la técnica de control que se utilice y de su diseño se puede mejorar o no la respuesta dinámica del convertidor. En este tipo de aplicaciones y dada la agresividad de los escalones de carga, es habitualmente la etapa de potencia, y no el control, lo que limita la respuesta dinámica del convertidor. De hecho, existe una intensa actividad en las diferentes conferencias internacionales que proponen diferentes técnicas de control ([31], [32], [33], y del [125] al [138]) para poder aprovechar al máximo la capacidad de respuesta dinámica de la etapa de potencia. **En este análisis nos vamos a centrar en la respuesta dinámica de la etapa de potencia, asumiendo que se utiliza una técnica de control**

suficientemente buena como para aprovechar al máximo la capacidad de respuesta dinámica de la etapa de potencia.

En la figura 2.29 se muestra el circuito del *Reductor Equivalente* que va a servir para analizar la respuesta dinámica del convertidor Reductor y sus derivados: Reductor Multifase, Medio Puente, Medio Puente Multifase, Forward, Push-Pull, etc.

2.3.1 DERIVADA DE CORRIENTE (ΔI/ΔT) Y RIZADO DE CORRIENTE ΔI

El parámetro clave que determina la respuesta dinámica del Reductor es el valor de la inductancia equivalente (L), ya que es este valor el que limita **la máxima derivada de corriente (ΔI/Δt) que puede proporcionar el convertidor a través de su bobina de salida**. Evidentemente, ante un escalón de potencia demandada por la carga, cuanto más rápido sea capaz el convertidor de variar la corriente por su bobina, antes se adaptará el convertidor a la nueva potencia demandada por la carga. Se puede decir que la bobina representa la inercia del convertidor para pasar de un estado de corriente a otro.

En el *Escalado Dinámico de Tensión* ([139] - [146]) también resulta fundamental poder cambiar la corriente por la bobina lo más rápido posible y así alcanzar la nueva tensión de alimentación rápidamente. A partir de ahora nos vamos a centrar en las aplicaciones, más clásicas, donde el microprocesador demanda escalones de corriente, debiéndose alimentar al mismo con una tensión lo más constante posible.

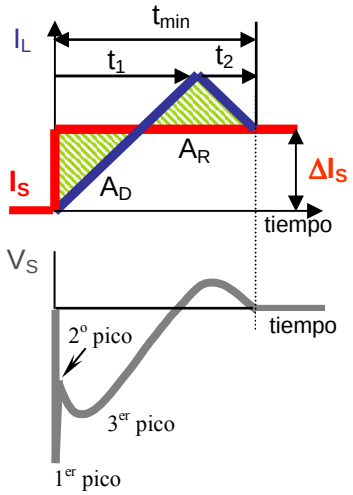


Figura 2.30. Evolución ideal de la corriente en la bobina ante un escalón de carga.

Así por ejemplo (figura 2.30), ante un escalón de carga positivo son los condensadores de salida los que comienzan a proporcionar el incremento de energía demandado por la carga mientras que la corriente en la bobina va creciendo. El área rayada representa la carga que han de suministrar los condensadores de salida durante el escalón y que luego se les ha de reponer. Mientras que la corriente en la bobina sea inferior a la corriente en la carga, los condensadores de salida se estarán descargando y por tanto su tensión se verá reducida. Cuanto más rápida sea la derivada de corriente en la bobina, menos carga tendrán que aportar los condensadores de salida y por tanto menos capacidad se necesitará para mantener la tensión de alimentación dentro de los límites especificados.

Para poder responder lo mejor posible al escalón de carga lo que debe hacer el control es cerrar durante un cierto tiempo (t_1) uno de los interruptores del *Reductor* y a continuación cerrar el otro interruptor durante un tiempo (t_2) [31]. Si el escalón de carga es positivo, se necesita inyectar energía de la entrada a la salida lo más rápidamente posible, por lo que durante el tiempo t_1 es el interruptor principal del Reductor el que se debe cerrar, quedando el circuito equivalente mostrado en la figura 2.31, izquierda. Si asumimos que la tensión de entrada y salida prácticamente no varían, la corriente en la bobina cambiará con la pendiente dada por:

$$\left.\frac{\Delta I}{\Delta t}\right)_{\uparrow} = \frac{V_E - V_S}{L} \qquad \textit{Ecuación 2.2}$$

Si por el contrario, el escalón de carga es negativo, lo que debe hacer el control es interrumpir el paso de energía de la entrada a la salida para lo que se debe abrir durante el tiempo necesario el interruptor principal, quedando el circuito equivalente de la figura 2.31, derecha. Asumiendo que la tensión de salida prácticamente no varía, la corriente en la bobina cambia con la pendiente:

$$\left.\frac{\Delta I}{\Delta t}\right)_{\downarrow} = \frac{-V_S}{L} \qquad \textit{Ecuación 2.3}$$

Por lo tanto, si se quiere alcanzar una determinada derivada de corriente, es necesario limitar el valor de la inductancia del filtro de salida. Los valores de derivada de corriente que se van a considerar en este análisis son 5A/µs, 20A/µs y 200A/µs que se corresponden con una inductancia equivalente a la salida de 200nH, 50nH y 5nH respectivamente, para una tensión de salida de 1V.

Sin embargo, no sólo hay que tener en cuenta la derivada de corriente máxima, también hay que tener en cuenta con qué rizado de corriente se está alcanzando esa derivada. Al reducir el valor de la inductancia, si se mantiene la frecuencia de conmutación, el rizado de corriente en la bobina crece. Un rizado de corriente alto necesita una mayor capacidad de salida para poder ser filtrado y mantener el rizado de tensión de alimentación especificado, lo que incrementa el tamaño y el coste del filtro capacitivo de salida. Además, un rizado de corriente alto puede dar lugar a un incremento de las pérdidas del convertidor.

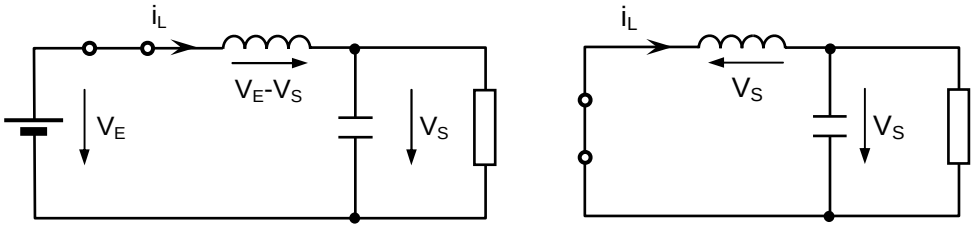


Figura 2.31. Circuito equivalente durante un escalón de carga positivo (izquierda) y durante un escalón de carga negativo (derecha).

Por lo tanto, al incrementar la capacidad de respuesta dinámica del convertidor, se debe incrementar la frecuencia de conmutación para mantener el rizado de corriente dentro de unos valores razonables. Como se ilustra en la figura 2.32, dos convertidores con la misma derivada de corriente tienen un rizado de corriente de salida muy diferente en función de la frecuencia de conmutación. Por tanto, **para comparar la respuesta dinámica de dos convertidores no sólo se debe tener en cuenta la derivada de corriente (ΔI/Δt), sino también con qué rizado de corriente a la salida (ΔI) se consigue esa derivada de corriente.**

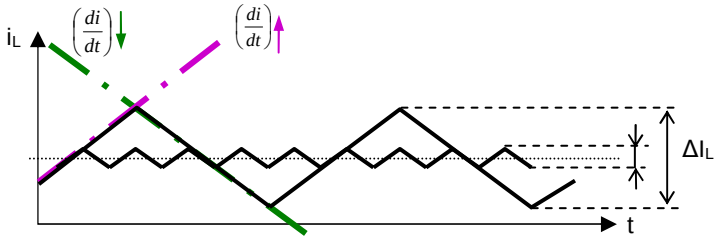


Figura 2.32. Rizado de corriente en la bobina en función de la frecuencia de conmutación.

Otro aspecto que conviene tener presente es la asimetría de la respuesta dinámica cuando la tensión de entrada es más alta que el doble de la tensión de salida. Cuando se tiene esa situación, la derivada de corriente con la que el convertidor responde ante

escalones de carga positivos es más rápida que cuando el escalón es de bajada (figura 2.33). Habitualmente, son tan exigentes los escalones de subida como los de bajada por lo que las capacidades de salida se deben de diseñar para el peor de los casos, el de menor derivada de corriente.

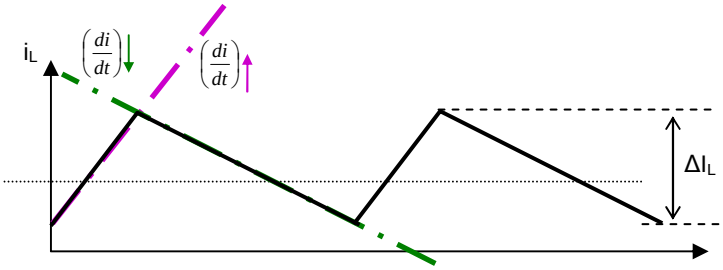


Figura 2.33. Respuesta dinámica asimétrica: $V_E > 2V_S$.

2.3.2 CAPACIDAD DE SALIDA

La capacidad de salida tiene dos funciones principales: 1) filtrar el rizado de alta frecuencia en el régimen permanente y 2) amortiguar las variaciones de la tensión de alimentación durante los transitorios de carga.

Como se ha comentado anteriormente, la capacidad de salida es la que aporta la variación de energía demandada por la carga durante los primeros instantes después del escalón de carga. Cuanto más rápido varíe la corriente de la bobina antes se adapta el convertidor al nuevo estado de carga y menos energía ha se ser almacenada en la salida.

Conviene recordar, por otro lado, que los condensadores de baja tensión y alta capacidad son muy caros, por lo que soluciones que reduzcan el número de condensadores de este tipo pueden ser muy competitivas.

En esta sección se va a evaluar, con unas especificaciones determinadas, **cuál es el impacto de la derivada de corriente en la capacidad de salida necesaria**. Se trata de cuantificar cómo varía la capacidad de salida en función de la posibilidad de variar más o menos rápido la corriente de la bobina.

Para evaluar la influencia de la derivada de corriente en la capacidad de salida se ha simulado un sistema de alimentación con dos convertidores en cascada (figura 2.34). El módulo regulador de tensión (VRM) es el convertidor que alimenta al microprocesador y sus escalones de carga. Para posteriormente poder evaluar sobre el mismo sistema el efecto de la tensión de entrada y la capacidad de entrada al VRM, se

ha considerado que existe un bus de distribución de tensión, V_{BUS}, que tiene una cierta impedancia (L_{BUS} y R_{BUS}). Este bus es el puente entre la fuente que alimenta al VRM y el mismo VRM, emulando de esta forma los sistemas de alimentación de este tipo de cargas que como ya se ha comentado son distribuidos. La impedancia del bus es importante para poder aislar durante los transitorios de carga al VRM, de forma que es éste con la energía que tenga almacenada en la entrada y en la salida el que absorbe los escalones de carga.

El simulador empleado es el simulador eléctrico PSpice.

Para poder simular rápidamente el conjunto del sistema se han utilizado modelos promediados de los convertidores ([151], [152] y [153]). Estos modelos son válidos en gran señal y describen correctamente lo que ocurre durante los transitorios de carga. La única información que se pierde es a nivel de frecuencia de conmutación, sin embargo, para el análisis que se quiere hacer, los modelos utilizados son perfectamente válidos y nos permiten analizar diferentes casos.

Para todas las simulaciones la carga se alimenta con 1V, siendo la corriente máxima 50A. Los escalones que ha de regular el VRM son de 0A a 50A y viceversa, siendo la derivada del escalón 200A/μs.

La impedancia del bus se ha elegido de 1μH (L_{BUS}) y 0'1Ω (R_{BUS}), valores suficientemente altos para aislar al VRM durante los escalones de carga, como se verá posteriormente.

Para conseguir que el control aproveche al máximo la capacidad que tiene la etapa de potencia de responder al escalón de carga, existen diferentes técnicas propuestas en el estado de la técnica ([31], [32], [33], y del [125] al [138]). En las simulaciones se ha implementado un circuito que resulta fácil de describir en el simulador. Este circuito consiste en un control en modo tensión típico, al que se le superpone un incremento de ciclo de trabajo durante un cierto tiempo del transitorio. De esta forma se consigue saturar el ciclo de trabajo, aprovechando al máximo la capacidad dinámica del VRM.

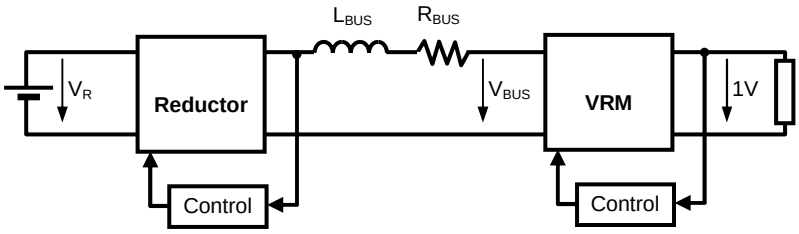


Figura 2.34. Sistema de Alimentación simulado.

Para analizar la influencia de la derivada de corriente en la capacidad de salida necesaria para tener una misma respuesta, se ha elegido como VRM la topología *Medio Puente*, ya que la relación de transformación permite centrar el ciclo de trabajo y tener una respuesta dinámica simétrica. La tensión del bus de distribución es 24V y la de entrada al convertidor Reductor que alimenta al VRM es 48V.

Los detalles del diseño del convertidor Medio Puente para estas especificaciones se detallan en el capítulo 5, donde se ilustran resultados experimentales de algunos de los diseños aquí simulados.

Los condensadores considerados, tanto a la salida como a la entrada del VRM, se corresponden con condensadores reales, teniendo en cuenta su valor de capacidad, su valor de resistencia equivalente (ESR) y de inductancia equivalente (ESL). En la tabla 2.4 se muestra la lista de condensadores seleccionados para el análisis que se hace en este capítulo, así como para los prototipos presentados en el capítulo 5.

Tabla 2.4

CONDENSADORES COMERCIALES SELECCIONADOS

	C, ESR, ESL	Tensión	Material	Encapsulado	Coste
C1	680μF, 15mΩ, 2nH	6V	Tántalo	Caja X	2,6€
C2	22μF, 2,5mΩ, 2,5nH	6V	Cerámico	1210	0,2€
C3	2,2μF, 82mΩ, 0,5nH	35V	Cerámico	1210	0,1€
C4	4,7μF, 20mΩ, 1nH	16V	Cerámico	1210	0,1€
C5	10μF, 4mΩ, 1,3nH	10V	Cerámico	1210	0,1€

Para estudiar la influencia de la derivada de corriente en la capacidad de salida se han considerado los condensadores de baja tensión (C1 y C2 de 6V). Por un lado los condensadores cerámicos sirven principalmente para filtrar el rizado de corriente en régimen permanente, colaborando también durante los transitorios de carga. Por otro lado, los condensadores de tántalo son los que almacenan la energía necesaria para responder al escalón de carga. Estos condensadores almacenan mucha energía en muy poco volumen, si bien es verdad que son de coste muy alto. El número de condensadores de un tipo y otro se ha determinado mediante simulaciones, de forma que en función de la derivada de corriente que puede proporcionar el VRM, se necesitan más o menos condensadores.

Para los condensadores de entrada se ha puesto un condensador de 2’2μF, 35V (C3) en cada rama del puente. Como se verá a continuación, con esa energía almacenada a la entrada es suficiente para cumplir los requisitos de regulación dinámica incluso con el convertidor de mayor derivada de corriente.

Para estudiar la influencia de la derivada de corriente que puede proporcionar el VRM, se han considerado tres diseños, con una derivada de corriente máxima de 5A/µs, 20A/µs y 200A/µs cada uno. Como se ha comentado anteriormente, el escalón de carga va de 0A a 50A, siendo la derivada de corriente del escalón de 200A/µs. Por lo tanto, el convertidor más rápido que se ha considerado es capaz de cambiar la corriente en su bobina tan rápidamente como la carga (200A/µs). Aunque este último caso es muy extremo, se ha querido considerar para poder estudiar **qué ocurre cuando se tiene un convertidor tan rápido como la carga**.

En la figura 2.35 se muestra cómo evoluciona la tensión de salida del convertidor cuando se produce un escalón de carga en el diseño del VRM más lento (5A/µs). Siendo la capacidad de salida 6 x 680µF + 8 x 22µF, la desviación de tensión durante el escalón es de 115mV. Se observa que la corriente por la bobina (I_L) crece lentamente a ritmo de 5A/µs, mientras que la carga (I_S) varió bruscamente la corriente demandada. También se observa cómo la señal de ciclo de trabajo se ve incrementada, respecto de la evolución marcada por el control modo tensión, para conseguir que el ciclo de trabajo sature a uno desde el primer instante.

En la figura 2.36 se puede ver cómo es la evolución de la tensión de salida para el diseño más lento (5A/µs) pero con tres condensadores de 680µF en vez de seis que se tienen en la simulación de la figura 2.35. Ésta es la única variación de una simulación a otra. Comparándolas se puede observar la importancia de tener suficiente energía almacenada en la salida, ya que la variación de tensión durante el transitorio ha pasado a ser casi el doble, de 110mV a 200mV.

Cuando se incrementa la derivada de corriente del VRM a 20A/µs, se consigue tener la misma caída de tensión, 115mV, con tres condensadores de 680µF en vez de seis que hacen falta en el diseño más lento (5A/µs). En la figura 2.37 se observa la evolución de la tensión en este caso y cómo la corriente de la bobina crece a ritmo de 20A/µs gracias a la saturación del ciclo de trabajo. Es importante recodar que estos condensadores de alta capacidad y baja tensión son muy caros, por lo que **diseñar el convertidor para 20A/µs en vez de para 5A/µs supone un ahorro muy importante en el coste del filtro de salida**. En el capítulo 5 se evalúa en términos de coste, tamaño y rendimiento el impacto que tiene sobre el VRM diseñarlo con una derivada de corriente de 5A/µs o con una derivada de 20A/µs. De momento con este análisis ya se tiene el impacto en los condensadores de salida.

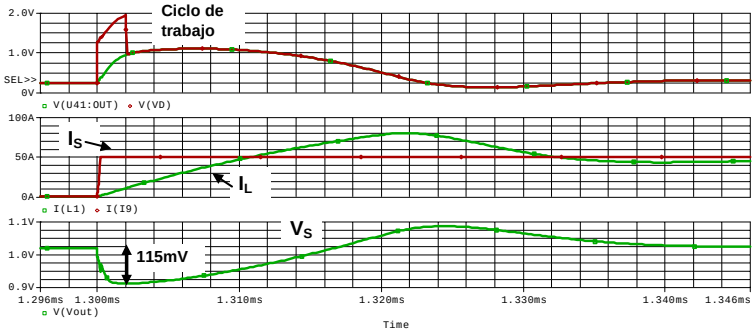


Figura 2.35. Simulación de un escalón de carga:
Derivada máxima del convertidor: 5A/µs
Capacidad de salida: 6 x 680µF + 8 x 22µF

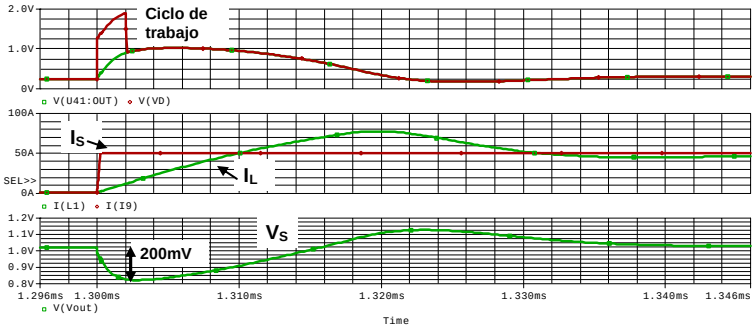


Figura 2.36. Simulación de un escalón de carga:
Derivada máxima del convertidor: 5A/µs
Capacidad de salida: 3 x 680µF + 8 x 22µF

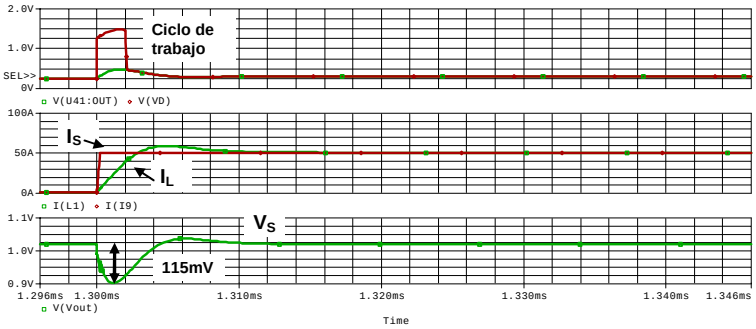


Figura 2.37. Simulación de un escalón de carga:
Derivada máxima del convertidor: 20A/µs
Capacidad de salida: 3 x 680µF + 8 x 22µF

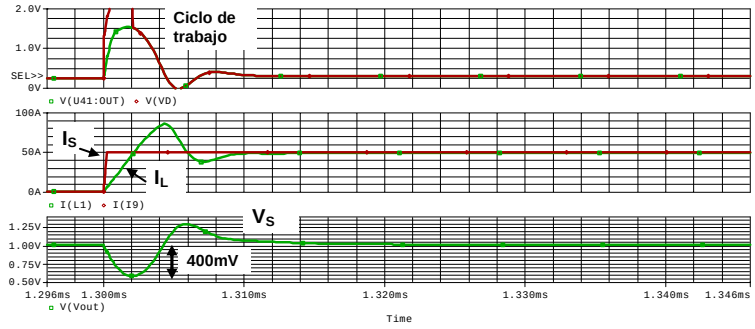


Figura 2.38. Simulación de un escalón de carga:
Derivada máxima del convertidor: 20A/µs
Capacidad de salida: 0 x 680µF + 8 x 22µF

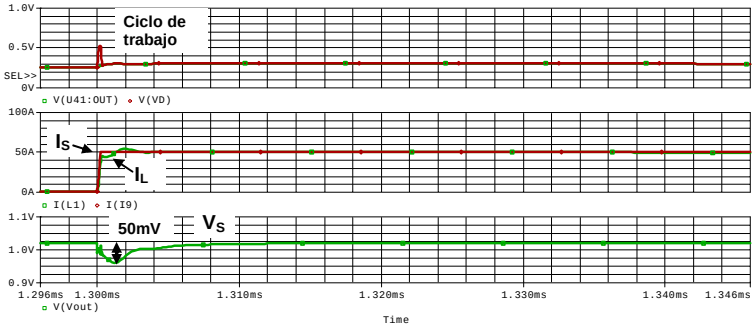


Figura 2.39. Simulación de un escalón de carga:
Derivada máxima del convertidor: 200A/µs
Capacidad de salida: 0 x 680µF + 8 x 22µF

En la figura 2.38 se puede ver el impacto que tiene eliminar los condensadores de tántalo en este diseño de 20A/µs. Como se puede ver y pese a saturar el ciclo de trabajo, la caída de tensión es de 400mV.

Si se construyese un convertidor con la misma derivada de corriente en la bobina que la pendiente demandada por la carga (200A/µs), se pueden eliminar todos los condensadores de tántalo (figura 2.39) y la respuesta que se obtiene es incluso mejor que las anteriores y sin llegar a saturar el control.

Como resumen de este análisis se concluye que **al aumentar la derivada de corriente que es capaz de proporcionar el convertidor se reduce de forma importante el número de condensadores de alta capacidad que hacen falta a la salida del VRM**. Por ejemplo, para una desviación de tensión de 115mV, al diseñar el

convertidor con derivada de corriente de 20A/µs en vez de 5A/µs, el número de condensadores de 680µF se reduce de seis a tres, con la consiguiente reducción de coste dado que este tipo de condensadores tienen un precio muy alto.

Para reducir la desviación de tensión a 70mV, hacen falta 7 x 680µF en el diseño de 20A/µs y 11 x 680µF en el diseño más lento (5A/µs).

Al incrementar la derivada hasta 200A/µs, se consigue reducir aún más los condensadores de salida, siendo innecesario utilizar condensadores de tántalo o similares. Sin embargo, **faltaría estudiar cuál es el precio que se paga en el resto del convertidor según se va incrementando la derivada de corriente**. Este análisis se realiza en el capítulo 5.

2.3.3 CAPACIDAD DE ENTRADA Y TENSIÓN DE ENTRADA

A continuación se va a estudiar cómo afecta la tensión de entrada a la respuesta del *Reductor Equivalente* durante los escalones de carga. El principal efecto de la tensión de entrada va a estar sobre la capacidad de entrada que se necesita para cumplir los mismos requisitos de regulación dinámica.

Otra pregunta que se trata de responder con este análisis es: ¿cuánta energía se ha de almacenar en la entrada y cuánta en la salida para regular los escalones de carga? O dicho de otra forma, ¿cómo afecta la energía almacenada en la entrada?

El estudio se va a realizar con el mismo sistema (figura 2.34) y las mismas especificaciones que se han utilizado en el análisis de la capacidad de salida. Como VRM se va a utilizar el convertidor *Reductor* (figura 2.34).

Para las tensiones de entrada de 5V, 12V y 24V la respuesta dinámica es asimétrica siendo el escalón de carga negativo el de menor derivada de corriente y por tanto el que fija la máxima desviación de tensión de salida. En estos casos, la capacidad de entrada se ha diseñado con el criterio del mínimo valor de C_{IN} que garantiza la estabilidad del sistema y mantiene la tensión de salida dentro del margen de variación especificado cuando se produce un escalón de carga positivo. Con este criterio el convertidor no puede aprovechar su capacidad máxima de respuesta ante escalones positivos dado que la tensión de entrada ve reducido su valor y limita la derivada de corriente. Sin embargo, aunque el convertidor no responde tan rápidamente como podría, sí que lo hace suficientemente rápido para mantener la tensión de salida dentro de los límites especificados. Toda la capacidad de entrada que se añada por encima de ese valor mínimo, no tiene mucho sentido dado que es el

escalón negativo, que no depende de la capacidad de entrada, el que determina la máxima desviación.

Para cada derivada de corriente considerada, 5A/µs, 20A/µs y 200A/µs, el número de condensadores de salida de alto coste es el determinado en el análisis anterior: 6 x 680µF, 3 x 680µF y 0 x 680µF respectivamente.

2.3.3.1 Tensión de entrada: 2V

Esta tensión de entrada tan baja se ha elegido ya que es justo el doble de la de salida y por tanto el ciclo de trabajo está centrado, teniéndose una respuesta simétrica y mínimas pérdidas de conmutación en el Reductor dado el pequeño valor de la tensión de entrada (este hecho se analiza con más detalle en el capítulo 5).

En el sistema de alimentación que se simula (figura 2.34), la tensión de entrada al convertidor Reductor que alimenta al VRM es de 5V.

Dado el pequeño valor de la tensión de entrada, es la estabilidad del sistema la que fija el mínimo valor de la capacidad a la entrada. En el ejemplo considerado, se necesitan tres condensadores de alta capacidad (3 x 680µF, 6V) para tener suficiente energía a la entrada del sistema y así evitar problemas de estabilidad del sistema ([15], [16], [119] y [120]). Para este valor de capacidad a la entrada, los tres diseños con diferentes derivadas de corriente mantienen limitada la máxima desviación de tensión a los mismos valores que en los casos estudiados para determinar la capacidad de salida necesaria. Así por ejemplo, la figura 2.40 muestra cómo la corriente por la bobina es capaz de seguir la pendiente impuesta por la carga (200A/µs). Desde el punto de vista de la capacidad de entrada, éste es el peor de los casos, dado que cuanto mayor es la derivada del convertidor, se demanda de forma más rápida energía a la entrada, afectando más al transitorio del escalón de carga. Por lo tanto, con el valor de capacidad impuesto por la estabilidad del sistema se mantienen las máximas prestaciones del convertidor en los tres casos considerados: 5A/µs, 20A/µs y 200A/µs.

La energía almacenada en la entrada es el 50% de la almacenada en la salida para el diseño de 5A/µs y el 100% para el diseño de 20A/µs.

2.3.3.2 Tensión de entrada: 5V

El siguiente valor considerado es 5V. En este caso la tensión de entrada al convertidor Reductor que alimenta al VRM es de 12V (figura 2.34).

Esta tensión de entrada no es excesivamente alta y también muestra problemas de estabilidad del sistema si se pone muy poca capacidad. Para valores menores que 50µF, el sistema se inestabiliza tras un escalón. Para asegurar la estabilidad del

sistema se ha elegido un valor de 100μF. Esta capacidad de entrada es suficiente para cumplir la especificación de salida, con las tres derivadas de corriente consideradas, cuando se produce un escalón de carga positivo.

Las simulaciones se han realizado con diez condensadores en paralelo del tipo C5 de la tabla 2.4.

Al no estar el ciclo de trabajo centrado, la respuesta dinámica es asimétrica y hay que distinguir entre el escalón de carga positivo y el negativo. La respuesta del convertidor ante el escalón negativo es independiente de la capacidad de entrada. Como ésta es la respuesta más lenta del convertidor, es la que fija la capacidad de salida necesaria.

Por otro lado, la respuesta ante un escalón de carga positivo es más rápida dado que la derivada de corriente que se puede alcanzar es más grande por ser $V_E - V_S > V_S$. Así por ejemplo, para el diseño de 20A/μs, la derivada de corriente ante escalones de carga negativos es 20A/μs pero ante escalones de carga positivos es cuatro veces más grande, 80A/μs.

En la figura 2.41, se puede ver la evolución de las principales señales del convertidor cuando se produce un escalón de carga positivo en el diseño de 20A/μs. Lo primero que debe observarse es que la desviación de la tensión de salida es inferior a 115mV (90mV). Como ya se ha dicho, la máxima derivada de este diseño ante escalones de carga positivos es de 80A/μs, razón que explica que la desviación sea inferior a 115mV. Sin embargo, en esta transición no se alcanza la derivada de 80A/μs, ya que al tener muy poca capacidad de entrada, la tensión de entrada se va descargando hasta 2'6V lo que va reduciendo la derivada de corriente. En cualquier caso es el escalón negativo el que determina la capacidad de salida y con esta capacidad de entrada de 100μF es suficiente para mantener la regulación deseada.

También se puede comprobar en la figura 2.41 cómo la impedancia del bus aísla al VRM durante el escalón de carga, siendo la capacidad de entrada la que alimenta el transitorio y posteriormente y a menor velocidad se va reponiendo esta energía desde el convertidor que alimenta al VRM.

Siendo la tensión de entrada al VRM de 5V, la energía almacenada en la entrada es el 60% de la almacenada en la salida para el diseño de 5A/μs y el 110% para el diseño de 20A/μs. Sin embargo, y tal como se verá en el capítulo 5, aunque en términos de energía son similares la entrada y la salida, en coste hay grandes diferencias, ya que al reducir la capacidad a 100μF, se puede alcanzar este valor con condensadores cerámicos.

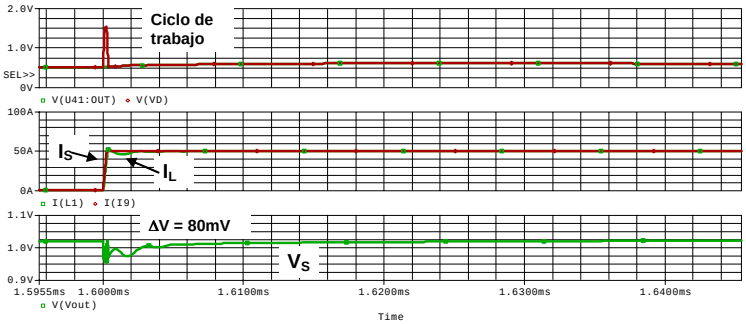


Figura 2.40. Simulación de un escalón de carga, $V_{BUS} = V_E = 2V$:
Derivada del convertidor: 200A/µs
Capacidad de salida: 0 x 680µF + 8 x 22µF
Capacidad de entrada: 3 x 680µF

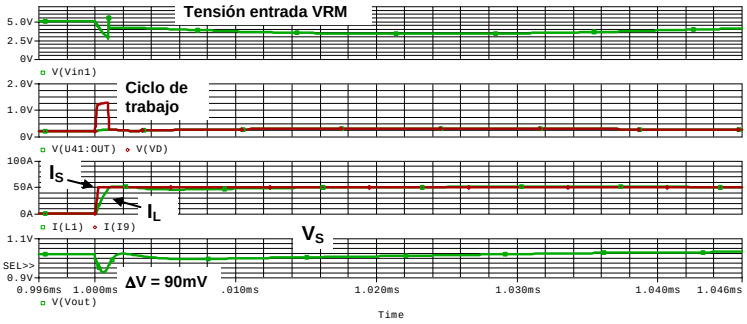


Figura 2.41. Simulación de un escalón de carga, $V_{BUS} = V_E = 5V$:
Derivada del convertidor: 20A/µs
Capacidad de salida: 3 x 680µF + 8 x 22µF
Capacidad de entrada: 100µF

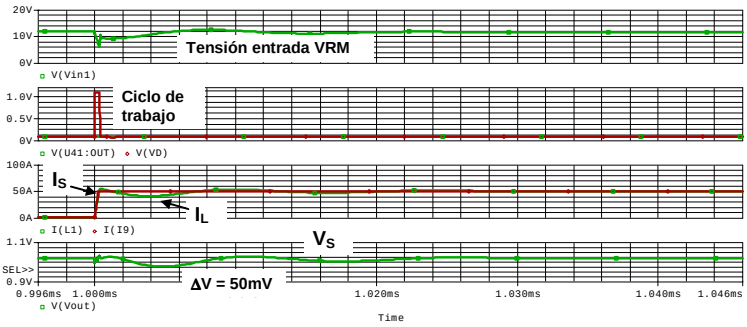


Figura 2.42. Simulación de un escalón de carga, $V_{BUS} = V_E = 12V$:
Derivada del convertidor: 20A/µs
Capacidad de salida: 3 x 680µF + 8 x 22µF
Capacidad de entrada: 5µF

2.3.3.3 Tensión de entrada: 12V

Para la tensión de distribución de 12V, la tensión de entrada al convertidor Reductor que alimenta al VRM es de 24V (figura 2.34).

En este caso la tensión de entrada es suficientemente grande y no aparecen problemas de estabilidad del sistema. Con 1μF la capacidad de entrada se descarga prácticamente entera durante el escalón de carga. Para mantener la capacidad de entrada cargada con niveles más razonables se ha puesto un valor mínimo de 5μF. Por lo tanto, las simulaciones se han realizado con un condensador del tipo C4 de la tabla 2.4.

Con este valor de capacidad de entrada se mantiene e incluso se reduce la desviación de tensión durante el escalón de carga para las tres derivadas de corriente consideradas.

En la figura 2.42 se muestra la evolución de las principales señales para el diseño de 20A/μs. Como se puede ver, la capacidad de entrada se descarga a la mitad de tensión, 6V, pero la desviación de la tensión de salida es muy inferior a los 115mV gracias a que al ser la tensión de entrada 12V, la máxima derivada de corriente en el escalón positivo puede ser de hasta 220A/μs.

La energía almacenada en las capacidades de entrada es un 17% de la energía almacenada en las capacidades de salida en el caso de 5A/μs y un 32% en el caso de 20A/μs. Otra diferencia está en el coste, ya que en la entrada se pueden utilizar condensadores cerámicos y en la salida han de ser de muy alta capacidad.

2.3.3.4 Tensión de entrada: 24V

Para la tensión de distribución de 24V, la tensión de entrada al convertidor Reductor que alimenta al VRM es de 48V (figura 2.34).

Tampoco en este caso aparecen problemas de estabilidad del sistema y con 1μF de capacidad de entrada es suficiente para mantener la desviación de la tensión de salida dentro de los márgenes requeridos con las tres derivadas de corriente consideradas. Las simulaciones se han realizado con un condensador del tipo C3 de la tabla 2.4.

Al igual que en casos anteriores, el escalón de carga negativo es el que determina las capacidades de salida ya que es el de menor derivada de corriente. En la figura 2.43 y la figura 2.44 se muestra la evolución ante escalón de carga negativo y escalón de carga positivo para el diseño de 20A/μs.

Para el escalón de carga negativo, tal y como se esperaba la desviación de la tensión de salida es de 115mV.

Para el escalón de carga positivo, la capacidad de entrada se descarga hasta el nivel de 15V, pero la desviación de la tensión de salida es muy inferior a los 115mV gracias a que al ser la tensión de entrada 24V, la máxima derivada de corriente en el escalón positivo puede ser de hasta 460A/µs.

La energía almacenada en las capacidades de entrada es un 13% de la energía almacenada en las capacidades de salida en el caso de 5A/µs y un 26% en el caso de 20A/µs. Otra diferencia esta en el coste, ya que en la entrada se pueden utilizar condensadores cerámicos y en la salida han de ser de muy alta capacidad.

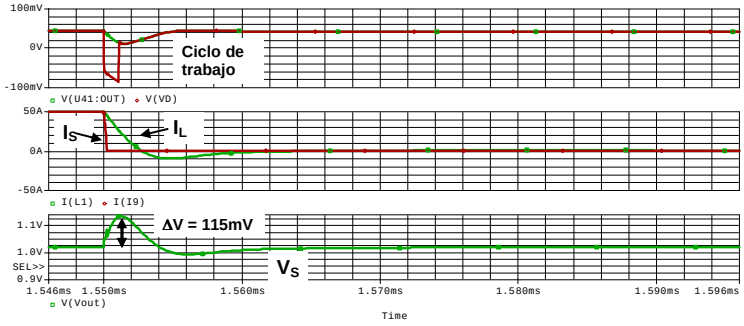


Figura 2.43. Simulación de un escalón de carga negativo, $V_{BUS} = V_E = 24V$:
Derivada del convertidor: 20A/µs
Capacidad de salida: 3 x 680µF + 8 x 22µF
Capacidad de entrada: 1µF

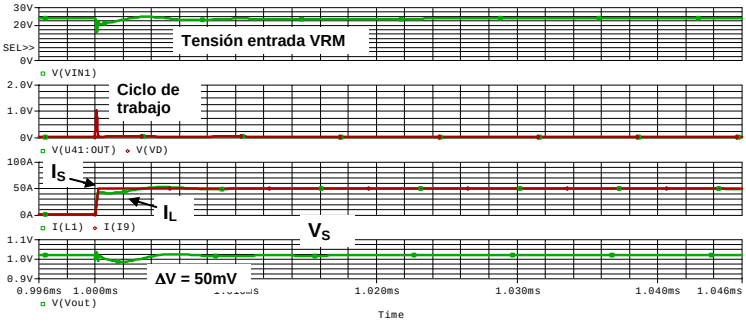


Figura 2.44. Simulación de un escalón de carga positivo, $V_{BUS} = V_E = 24V$:
Derivada del convertidor: 20A/µs
Capacidad de salida: 3 x 680µF + 8 x 22µF
Capacidad de entrada: 1µF

La primera conclusión de este análisis es que, para las especificaciones consideradas, la derivada de corriente que puede proporcionar el convertidor, determinada por el escalón negativo, no afecta de forma importante al mínimo valor de capacidad a la entrada necesario para mantener las prestaciones dinámicas especificadas.

Desde el punto de vista de la respuesta dinámica la **principal función de la capacidad de entrada es mantener la tensión de entrada suficientemente constante para que la corriente de la inductancia suba tan rápidamente como pueda** y por tanto el convertidor esté lo más próximo posible del comportamiento ideal representado por las ecuación 2.2 y 2.3. A partir de este mínimo de capacidad, la capacidad que se añada prácticamente no afecta a la evolución de la tensión durante el escalón de carga.

Cuando la tensión de entrada da lugar a una respuesta dinámica asimétrica, el valor de la capacidad de entrada se puede reducir de forma que, aunque la tensión de entrada varíe bastante durante el transitorio, no se alcanza la máxima desviación permitida a la salida gracias a la mayor derivada que presenta el convertidor Reductor ante escalones de carga positivos. Este es el motivo por el que al ir subiendo la tensión de entrada ha ido bajando el porcentaje de energía almacenado en la entrada respecto del de salida.

Otro punto interesante está en el hecho de que a partir de la tensión de entrada de 5V y superiores, los niveles de capacidad necesarios son suficientemente pequeños como para utilizar condensadores cerámicos, que son mucho más económicos.

Los resultados de este análisis se utilizan como punto de arranque para los diseños y prototipos del capítulo 5.

En el presente análisis el valor mínimo de capacidad de entrada se ha determinado en función de criterios de estabilidad del sistema y respuesta dinámica. Sin embargo, en el diseño definitivo se deben tener en cuenta otros criterios que pueden elevar la capacidad mínima necesaria. Uno de estos criterios es la máxima corriente eficaz (ver capítulo 5) que admite cada encapsulado. Otro criterio a tener en cuenta es la normativa de interferencias electromagnéticas (EMI), que pueden llevar a elevar la capacidad de entrada necesaria para no sobrepasar ciertos niveles de ruido.

Como se verá en el capítulo 5 en la mayoría de los diseños considerados es la corriente eficaz y no la respuesta dinámica la que determina el tipo y número de condensadores de entrada.

2.3.4 RENDIMIENTO: FRECUENCIA ÓPTIMA

Ya hemos analizado la influencia que tiene la derivada de corriente, para la que se diseña un VRM, en la inductancia de salida, la capacidad de salida y la capacidad de entrada.

Se ha comentado también que trabajar con derivadas de corriente altas conduce a frecuencias de conmutación elevadas para poder mantener el rizado de corriente a la salida dentro de unos valores razonables. Un rizado de corriente razonable lo es en función de la capacidad de salida que requiere para ser filtrado y en función de las pérdidas que se producen en el convertidor como consecuencia de trabajar a una frecuencia y con un rizado determinado.

En esta sección se va analizar, a partir de resultados experimentales, cómo influye la derivada de corriente para la que se diseña un VRM en las pérdidas que se producen en el mismo.

Un convertidor diseñado para una derivada de corriente determinada puede trabajar a diferentes frecuencias de conmutación, lo que supone tener un rizado de corriente por fase más o menos grande. Trabajar con rizados de corriente pequeños y a muy alta frecuencia produce muchas pérdidas, debido a las pérdidas de conmutación. A medida que se va bajando la frecuencia, va aumentando el rizado de corriente pero se van reduciendo las pérdidas. Sin embargo, esta tendencia cambia cuando se llega a tener rizados de corriente muy elevados; pese a que la frecuencia de conmutación es relativamente pequeña, el rizado de corriente es muy elevado lo que conduce a elevar de nuevo las pérdidas como consecuencia de aumentar por un lado la corriente eficaz en los dispositivos así como incrementar de forma muy importante la energía pérdida cada vez que se abre el interruptor principal del Reductor.

Por lo tanto, en función de la tensión de entrada, de la corriente de salida y de la derivada de corriente que se quiera alcanzar, un convertidor reductor encontrará una combinación frecuencia de conmutación – rizado de corriente óptima en la que el convertidor tiene las mínimas pérdidas para las condiciones consideradas. En esta Tesis se va a hablar de **frecuencia óptima** de un convertidor como aquella frecuencia en la se minimizan las pérdidas para una tensión de entrada, corriente de salida y derivada de corriente determinadas.

En la figura 2.45 se muestran las medidas de rendimiento de un convertidor Reductor de 1V de tensión de salida, 12A de salida y 5V de tensión de entrada. La inductancia de este convertidor es de 650nH, lo que significa que la derivada de

corriente que se puede alcanzar es 1'5A/µs. El prototipo con el que se han tomado las medidas corresponde a una de las fases de uno de los convertidores que se estudian en el capítulo 5, por lo que se pueden consultar más detalles de este prototipo en la sección 5.3.1.2.

En la figura 2.45 se muestran las medidas obtenidas a diferentes frecuencias de conmutación y sus correspondientes rizados de corriente. Se observa que la frecuencia óptima para este prototipo está alrededor de 200kHz, siendo el rizado de 6A. Si se baja a la mitad la frecuencia las pérdidas crecen mucho en todo el rango de carga debido a que el rizado de corriente es muy grande (12A). Si se sube la frecuencia a 300kHz, aunque con baja carga las pérdidas se reducen gracias al menor rizado de corriente, a plena carga las pérdidas son más altas que con la frecuencia de 200kHz.

Si se incrementa la tensión de entrada a 12V, modificando el diseño de forma apropiada (sección 5.3.1.3), se puede ver cómo se ve afectado el rendimiento del convertidor así como su frecuencia óptima para la misma derivada de corriente, 1'5A/µs. En la figura 2.46 se muestran las medidas de rendimiento de este diseño para distintas frecuencias y sus correspondientes rizados.

Para la tensión de entrada de 12V y derivada de corriente de 1'5A/µs, la frecuencia óptima está alrededor de 220kHz, siendo el rizado de 6`5A. Al incrementar la tensión de 5V a 12V no ha variado mucho la frecuencia óptima pero sí el rendimiento del convertidor que ha pasado del 86% al 84% a plena carga. Este incremento de las pérdidas es debido a las mayores pérdidas de conmutación que se tienen como consecuencia de aumentar la tensión de entrada a 12V.

A continuación se va a evaluar el efecto sobre el convertidor de incrementar la derivada de corriente de 1'5A/µs a 5'5A/µs, siendo la tensión de entrada de 12V. Para ello se modifica de forma apropiada el diseño del convertidor (ver sección 5.3.2.3) siendo el principal cambio la reducción de la inductancia de salida a 150nH. Al tener una inductancia más pequeña, los rizados de corriente van a ser más grandes, lo que va a conducir a mayores frecuencias de conmutación.

En la figura 2.47 se puede ver cómo la frecuencia óptima de este diseño está alrededor de 450kHz valor que corresponde a un rizado de 11A. Si se baja la frecuencia a 350kHz, las pérdidas son muy similares pero ligeramente inferiores a las que se obtienen a 450kHz.

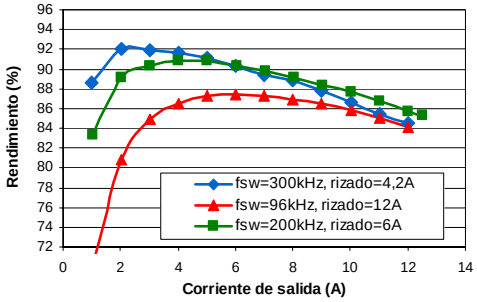


Figura 2.45. Medida de rendimiento de un Reductor a diferentes frecuencias:
$V_{BUS} = V_E = 5V$
Derivada del convertidor: 1'5A/µs
Inductancia de salida: 650nH.

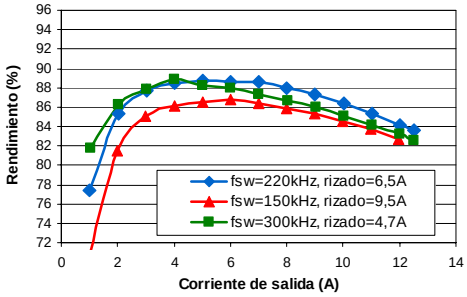


Figura 2.46. Medida de rendimiento de un Reductor a diferentes frecuencias:
$V_{BUS} = V_E = 12V$
Derivada del convertidor: 1'5A/µs
Inductancia de salida: 650nH.

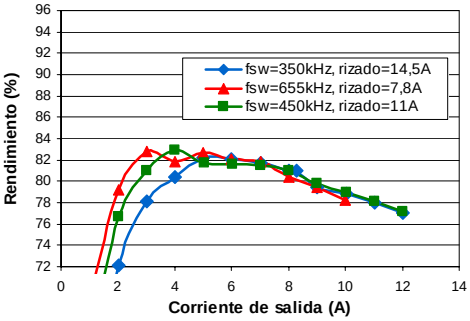


Figura 2.47. Medida de rendimiento de un Reductor a diferentes frecuencias:
$V_{BUS} = V_E = 12V$
Derivada del convertidor: 5'5A/µs
Inductancia de salida: 150nH.

Al subir la derivada de corriente de 1'5A/μs a 5'5A/μs se observa un incremento muy importante del punto óptimo (450kHz – 11A) así como un aumento muy importante de las pérdidas, habiendo pasado de un rendimiento del 84% a un rendimiento del 77%.

Por lo tanto, **subir la derivada de corriente que es capaz de proporcionar un convertidor tiene un coste directo en las pérdidas** del mismo que puede llegar a ser muy importante. Este incremento de las pérdidas es debido al efecto de tener una mayor frecuencia de conmutación óptima junto con un mayor rizado de conmutación.

Evidentemente, esta conclusión, mayor derivada de corriente implica mayores pérdidas, debe acotarse en el rango de aplicaciones de rápida respuesta dinámica en que nos estamos moviendo. Por un lado, al reducir el valor de la inductancia, las pérdidas en la bobina pueden verse reducidas, sin embargo, las pérdidas de conmutación son mucho más importantes y al subir la frecuencia y/o el rizado de corriente las pérdidas relacionadas con estos factores pesan mucho y en su conjunto las pérdidas del convertidor suben con la derivada de corriente.

Si estuviésemos en un caso de respuesta dinámica muy lenta, inductancia de salida muy grande y frecuencia de conmutación baja, las pérdidas de la bobina podrían ser más significativas que las pérdidas relacionadas con la frecuencia de conmutación y el rizado de corriente de forma que al subir la derivada de corriente del convertidor mejoraría el rendimiento del mismo.

Otra conclusión de este análisis es que para cada diseño, **en función de la tensión de entrada, la corriente de salida y la derivada de corriente que se desee alcanzar, habrá que determinar cuál es la frecuencia óptima que minimiza las pérdidas**. Este método de trabajo se aplica en el diseño de los convertidores del capítulo 5.

2.4 Convertidores Multifase: Influencia del número de fases

En la sección anterior se ha evaluado la influencia que tiene la derivada de corriente en el diseño (inductancia de salida, capacidad de salida y capacidad de entrada) del convertidor *Reductor Equivalente* y sus pérdidas.

A lo largo del análisis, que se ha hecho para ver el impacto de la derivada de corriente en la capacidad de salida y entrada, se han considerado derivadas de corriente del orden de 5A/µs, 20A/µs y 200A/µs. Sin embargo, en el análisis de pérdidas, las derivadas de corriente han sido más pequeñas, 1'5A/µs y 6A/µs, y se ha comprobado el fuerte impacto en las pérdidas al subir a 6A/µs con 12V de tensión en la entrada.

¿Qué ocurre si se quiere subir la derivada de corriente, por ejemplo a 20A/µs con un solo Reductor? Para ello la frecuencia debería ser alrededor de 1'8MHz siendo el rizado de corriente de 15A. Si para 450kHz y ΔI=11A el rendimiento ya cae a 77%, para 1'8MHz manteniendo los 12V de entrada y los 12A de salida, las pérdidas harían que esta solución fuese inviable con la tecnología actual.

Por lo tanto, con un único convertidor *Reductor* resulta prácticamente imposible afrontar una especificación de 12V, 1V, 12A con una derivada de corriente de 20A/µs, y peor todavía si se incrementa la corriente de salida a 50A. **Son los convertidores Multifase, también conocidos como entrelazado de convertidores, los que permiten afrontar este tipo de especificaciones de rápida respuesta dinámica.**

El entrelazado de convertidores ha sido ampliamente estudiado ([52] - [60]) en los últimos años para este tipo de aplicaciones. Dada la importancia de este tipo de soluciones para las aplicaciones que se consideran en esta Tesis, en esta sección se va a revisar brevemente cuáles son las principales características de los convertidores Multifase para así entender las claves del diseño de los mismos, así como el método de diseño seguido en los prototipos de esta Tesis que utilizan esta técnica.

Entrelazar convertidores consiste en disponer varios convertidores en paralelo y desfasar en el tiempo sus señales de control de forma que demanden energía a la entrada y entreguen energía a la salida en momentos diferentes. Por el hecho de poner varios convertidores en paralelo se consigue distribuir las pérdidas entre más componentes, lo que facilita la gestión térmica del convertidor Multifase permitiéndole manejar importantes valores de potencia en reducido tamaño respecto de soluciones de una única fase. Por el hecho de desfasar en el tiempo cada una de las

fases que componen el convertidor se reducen los filtros de entrada y salida necesarios dado que se distribuye en el tiempo los momentos en los que se demanda o se entrega energía y por tanto se reducen los picos de energía, circulando la energía de forma más continua. La figura 2.48 muestra de forma esquemática este fenómeno; cuando se tiene una única fase la energía se demanda al condensador de entrada de forma concentrada en el tiempo, dando lugar a picos importantes de corriente. Sin embargo, cuando se tienen F fases la energía se demanda de forma más "continua", obteniéndose picos de corriente más moderados y distribuidos en el tiempo.

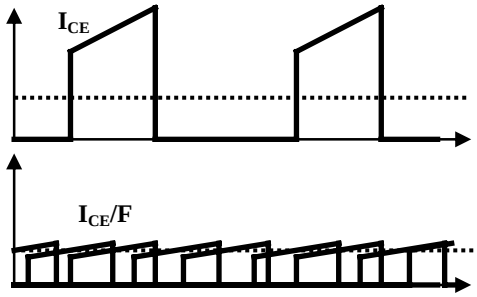


Figura 2.48. Corriente demandada al condensador de entrada de un Reductor con una única fase (arriba) y con F fases (abajo) para la misma potencia.

En la figura 2.49 se muestra el circuito eléctrico de un *Reductor Multifase* de F fases. Todas las fases inyectan corriente a la salida pero trabajan desfasadas en el tiempo. Cualquier topología derivada del Reductor (Forward, Medio Puente, etc.) se puede entrelazar, obteniendo las mismas ventajas que se obtienen al entrelazar el convertidor Reductor.

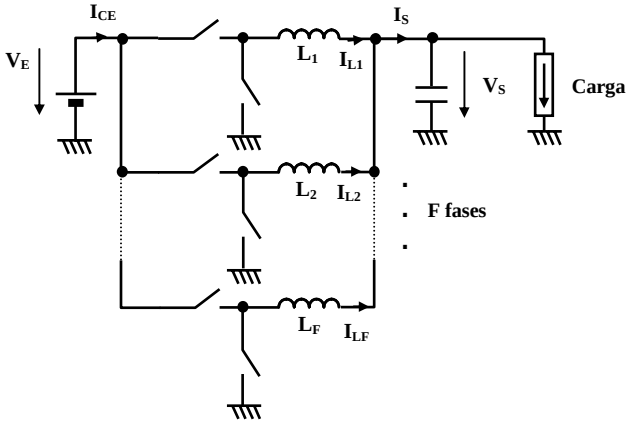


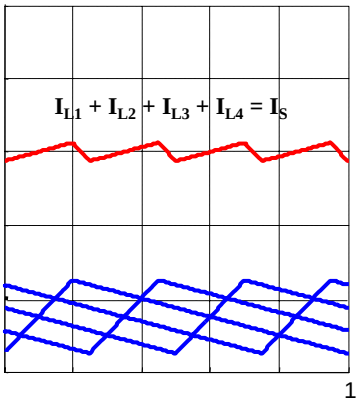
Figura 2.49. Circuito eléctrico correspondiente a un Reductor Multifase de F fases.

Una de las ventajas de entrelazar convertidores es el poder cancelar el rizado de corriente de cada una de las fases, de forma que a la salida el rizado de corriente que ha de filtrar el condensador de salida es mucho menor. De esta forma se puede permitir que el rizado de corriente por fase sea bastante grande sin penalizar el diseño de los condensadores de salida, que ven un rizado más pequeño. En la figura 2.50 se muestra un ejemplo para cuatro fases de cómo se cancela el rizado de corriente por fase.

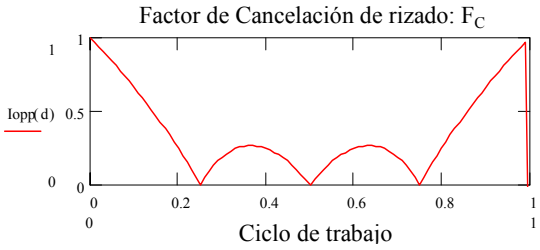
El factor de cancelación (F_C), que varía entre 0 y 1, representa la relación entre el rizado de corriente a la salida (ΔI) y el rizado de corriente que se tiene por fase (ΔI_L) tal y como se indica en la ecuación 2.4. Cuanto más próximo a cero esté el factor de cancelación, más pequeño resulta el rizado de corriente a la salida, o dicho de otra forma, mayor es la cancelación de rizados.

$$\Delta I = F_C \cdot \Delta I_L \qquad \textit{Ecuación 2.4}$$

La cancelación de rizados no sólo depende del número de fases sino también del ciclo de trabajo al que se opera. En la figura 2.50, derecha, se muestra cómo varía el factor de cancelación de rizado (F_C) con el ciclo de trabajo para un convertidor Reductor de 4 fases. En [52] se puede consultar con más detalle el funcionamiento así como las ecuaciones correspondientes al *Reductor Multifase*.



a) Rizado de corriente total y por fase para cuatro fases

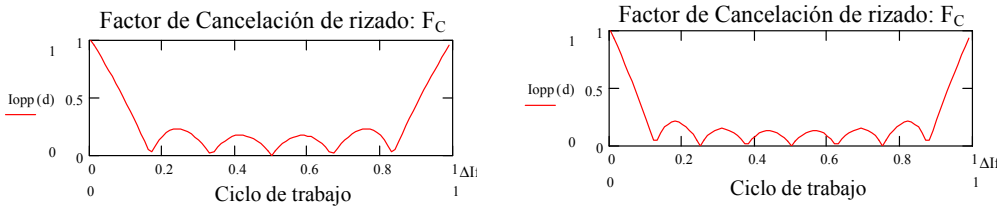


b) Cancelación de rizado en función del ciclo de trabajo para cuatro fases

Figura 2.50. Cancelación de rizado en la corriente de salida de un Reductor Multifase de 4 fases.

Es interesante destacar que en función de la tensión de entrada y la tensión de salida se tendrá un mayor o menor aprovechamiento de la cancelación del rizado de corriente a la salida dado que el ciclo de trabajo depende de la relación de la tensión de entrada y la de salida. En la gráfica de la figura 2.50 se observa que para cuatro fases se obtienen importantes cancelaciones de rizado si se trabaja con un ciclo de trabajo entre el 20% y el 80%, más allá de estos valores la cancelación de rizado que se obtiene va decreciendo a medida que nos acercamos a los extremos. Así por ejemplo, para 1V de salida y tensiones de entrada mayores de 5V (12V, 24V), la cancelación de rizados va siendo menos significativa a medida que va creciendo la tensión de entrada.

A medida que se aumenta el número de fases se mejora la cancelación de rizados en todo el rango de ciclo de trabajo. En la figura 2.51 se muestra el factor de cancelación de rizado que se tiene para seis y para ocho fases. En aplicaciones de ciclo de trabajo muy pequeño, 12V a 1V ó 24V a 1V, aumentar el número de fases ayuda a tener una mejor cancelación de rizados.



a) 6 fases *b) 8 fases*

Figura 2.51. Cancelación de rizado en la corriente de salida para 6 y 8 fases de un Reductor Multifase.

Otro aspecto de los convertidores Multifase que conviene comentar es cómo afecta el entrelazado a la capacidad de entrada. La capacidad de entrada se puede ver favorecida por el entrelazado de convertidores Reductor en dos aspectos. El primer aspecto hace referencia a la corriente eficaz. Al tener "F" fases trabajando en paralelo, la corriente eficaz demandada a la entrada de cada fase es "F" veces más pequeña, lo que significa que en un convertidor de "F" fases la corriente eficaz total demandada a la entrada es $\sqrt{F}$ veces más pequeña que la que se demanda si se tiene un convertidor de una única fase.

El segundo aspecto que puede favorecer a la capacidad de entrada viene como consecuencia de tener los convertidores desfasados, de forma que, al menos en teoría y como consecuencia del desfase en la demanda de energía, tiene lugar en la entrada un efecto muy similar a la cancelación de rizados de la salida. Este efecto puede

ayudar a reducir el valor de la capacidad necesaria a la entrada, sin embargo, esta ventaja no es fácil de aplicar en la práctica. Si el "lay-out" fuese perfecto no habría ningún problema en utilizar la misma capacidad de entrada para todas las fases. Sin embargo, el lazo de corriente "capacidad de entrada – interruptor principal – rectificador síncrono" ha de ser lo más pequeño posible ya que reducir la inductancia serie de este lazo de corriente pulsante resulta crítico para reducir las pérdidas de conmutación y así optimizar el rendimiento del convertidor Reductor. Es evidente que por limitaciones constructivas, si se aprovecha la cancelación de rizado entre fases se puede desfavorecer de forma importante el lazo de corriente de cada una de las fases. El estudio de ver hasta qué punto se puede aprovechar el desfase en la demanda de energía para reducir la capacidad de entrada no es un problema trivial y depende de la implementación física que se realice así como de la tecnología disponible. En los prototipos con entrelazado que se diseñan en esta Tesis sólo se va a aplicar el primer nivel de simplificación, el correspondiente a tener una corriente eficaz $\sqrt{F}$ veces más pequeña. Es con este criterio con el que se ha diseñado la capacidad de entrada de los prototipos del capítulo 5.

2.4.1 RESPUESTA DINÁMICA DEL REDUCTOR MULTIFASE

Al igual que cuando se ha estudiado la respuesta dinámica del convertidor *Reductor* (sección 2.3) se va a analizar la respuesta dinámica del Reductor Multifase asumiendo que se tiene un control que aprovecha al máximo la dinámica del convertidor.

Cuando ocurre un escalón de carga positivo, lo mejor que puede ocurrir es que en todas las fases se cierre el interruptor principal durante un cierto tiempo para que así todas inyecten corriente al mismo tiempo. Por lo tanto, si se tiene una inductancia "L" por fase y un número "F" de fases, el convertidor Multifase tiene la capacidad de hacer crecer la corriente de salida con una pendiente "F" veces más grande de lo que lo puede hacer una de las fases, dado que hay "F" fases en paralelo inyectando corriente:

$$\left.\frac{\Delta I}{\Delta t}\right)_{\uparrow} = F \cdot \frac{V_E - V_S}{L} = \frac{V_E - V_S}{L/F} \qquad \textit{Ecuación 2.5}$$

De igual forma, cuando ocurre un escalón de carga negativo, la bobina de cada fase debe perder su energía lo más rápidamente posible. Para ello el interruptor que actúa como rectificador en cada fase debe permanecer cerrado durante el tiempo

necesario. Por lo tanto, el convertidor Multifase tiene la capacidad de reducir la corriente de salida con una velocidad "F" veces más rápidamente de lo que lo hace una de sus fases:

$$\left.\frac{\Delta I}{\Delta t}\right)_{\downarrow} = F \cdot \frac{-V_S}{L} = \frac{-V_S}{L/F} \qquad \textit{Ecuación 2.6}$$

Observando las ecuaciones 2.5 y 2.6 y comparándolas con las ecuaciones 2.2 y 2.3, se deduce que un ***Reductor Multifase* de "F" fases tiene una capacidad de respuesta dinámica "F" veces más rápida que la de un único *Reductor*** con la misma inductancia que la inductancia de cada una de las fases. Durante un transitorio de carga las "F" fases del *Reductor Multifase* trabajan en paralelo.

Otra forma de analizar la respuesta dinámica de un *Reductor Multifase* es que su comportamiento durante los escalones de carga equivale al comportamiento de un único *Reductor* con una inductancia "F" veces más pequeña que la inductancia de las fases (ecuación 2.7). Por lo tanto, el análisis realizado en la sección 2.3 para el Reductor es aplicable al circuito equivalente del *Reductor Multifase*.

$$L_{EQUIV} = \frac{L}{F} \qquad \textit{Ecuación 2.7}$$

Lo dicho hasta ahora es perfectamente válido también para "F" convertidores *Reductor* puestos en paralelo. Sin embargo, disponer convertidores en paralelo tiene un gran inconveniente y es que al trabajar en fase el rizado de corriente de cada convertidor se va sumando. De esta forma el rizado de corriente a la salida es "F" veces más grande lo cual obliga a multiplicar por "F" la frecuencia de conmutación para mantener el rizado de corriente inicial.

La gran ventaja de los convertidores Multifase es que **durante los transitorios de carga trabajan en paralelo, obteniendo una dinámica "F" veces más rápida, pero durante el régimen permanente se produce la cancelación de rizado en la corriente de salida y por lo tanto se puede mantener o incluso reducir la frecuencia de conmutación**. Dependiendo de la tensión de entrada y del número de fases se produce mayor o menor cancelación, lo que ayudará a determinar la frecuencia de conmutación.

Como se ha visto anteriormente, para alcanzar una derivada de corriente de 20A/µs con un único convertidor Reductor, siendo la entrada 12V y la salida 1V-12A, la frecuencia de conmutación debería ser alrededor de 1'8MHz siendo el rizado de

corriente de 15A. Con los datos de pérdidas que se tienen de la sección 2.3.4, esta frecuencia de conmutación y rizado de corriente resultan excesivos para una tensión de entrada de 12V y las pérdidas de este convertidor Reductor serían muy grandes. El problema empeora aún más si con un único Reductor se pretende proporcionar mayor corriente que los 12A o mayor derivada de corriente.

Es en este tipo de aplicaciones donde el entrelazado de convertidores ofrece ventajas indiscutibles y permite alcanzar derivadas de corriente que de otra forma prácticamente no se plantearían.

Así, por ejemplo, si consideramos el prototipo Reductor de la sección 2.3.4, que tiene una derivada de corriente de 5'5A/μs y una frecuencia óptima de 450kHz (figura 2.47), con cuatro fases de este prototipo se consigue tener una derivada de corriente de 22A/μs a una frecuencia más razonable, 450kHz, y con un rizado de salida de 8A.

Para alcanzar una derivada de corriente más grande, probablemente haría falta poner más fases para mantener una frecuencia de conmutación razonable para la tecnología empleada. Una ventaja muy interesante de los convertidores Multifase es que nos permiten ajustar el número de fases a la frecuencia y a la corriente con la que es capaz de trabajar una tecnología de semiconductores dada.

En resumen, la ventaja fundamental de entrelazar convertidores **es que permite incrementar la respuesta dinámica de un convertidor con una frecuencia razonable para una tecnología determinada**.

2.4.2 PÉRDIDAS DEL REDUCTOR MULTIFASE

En un convertidor Multifase de "F" fases se tienen aproximadamente "F" veces las pérdidas de una de las fases, que son las pérdidas de un convertidor Reductor.

Las pérdidas de un convertidor Reductor podemos diferenciarlas entre las que son independientes de la frecuencia de conmutación (pérdidas de conducción) y las pérdidas que dependen de la frecuencia que son las de conmutación, las de excitación de los MOSFETs y las pérdidas en el núcleo de las bobinas.

Como se ha estudiado en la sección 2.3.4, en un convertidor Reductor con una derivada de corriente, una tensión de entrada, una tensión de salida y una corriente de salida existe una frecuencia óptima o lo que es lo mismo una combinación frecuencia – rizado de corriente que minimiza las pérdidas para esa especificación. Por encima o por debajo de esa frecuencia las pérdidas del convertidor suben. Al subir la frecuencia, aumenta el número de conmutaciones por unidad de tiempo, aumentando las pérdidas.

Cuando se reduce la frecuencia por debajo de la óptima, se aumenta el rizado de corriente y por tanto la corriente en el momento del apagado del interruptor principal es muy grande, aumentando de forma importante la energía perdida en esta conmutación. Pese a que se ha reducido la frecuencia, las pérdidas de conmutación aumentan.

En los convertidores Multifase se tiene un grado de libertad en el diseño que es el número de fases. Al variar el número de fases se afecta a las pérdidas que se producen y por tanto se cambia la frecuencia óptima por fase. Como consecuencia de cambiar el número de fases se ven afectados:

1) *Las pérdidas de conducción*: al subir el número de fases se reduce la corriente por fase. Si se considera que se tiene la misma resistencia en conducción por fase, las pérdidas totales de conducción son: $F \cdot R_{ON} \cdot (I/F)^2$, siendo "F" el número de fases, "R_{ON}" la resistencia en conducción de una fase e "I" la corriente total de salida. Al ir la corriente elevada al cuadrado, las pérdidas totales de conducción serían "F" veces más pequeñas, asumiendo que se mantiene la misma resistencia en conducción por fase. Nótese que mantener la resistencia de conducción por fase, supone aumentar el tamaño del convertidor al aumentar el número de fases, ya que el mismo tamaño de MOSFETs se repite tantas veces como fases se estén poniendo.
2) *La energía de conmutación*: al reducir la corriente por fase, en el momento de las conmutaciones se tiene menos corriente y por tanto se reduce el producto tensión-corriente. En este punto se debe destacar que la energía de conmutación crece con la corriente de conmutación pero no lo hace de forma lineal sino de forma más agresiva. El motivo está en que la energía de conmutación no sólo crece por haber más corriente sino por que además la conmutación dura más tiempo. Sería interesante analizar cómo es este crecimiento: cuadrático, exponencial, etc. En cualquier caso, lo importante es que al reducir la corriente por fase se reduce la energía de conmutación y aunque hay "F" fases, el total de la energía de conmutación se ve reducido.
3) *La frecuencia de conmutación*: al aumentar el número de fases se puede reducir la frecuencia de conmutación. Mientras que no se alcancen rizados de corriente por fase muy grandes, las pérdidas de conmutación bajan con la frecuencia. Pero cuando el rizado de corriente empieza a ser muy grande las pérdidas de conmutación suben al seguir bajando la frecuencia debido a tener una corriente muy grande en el momento del apagado del interruptor

principal. Como se ha visto en la sección 2.3.4, para una tensión de entrada, una tensión de salida, una corriente por fase y una derivada de corriente por fase se tiene una frecuencia óptima de trabajo alrededor de la cual conviene situar nuestro diseño.

4) *El diseño de la bobina*: al cambiar el número de fases cambia la derivada de corriente por fase y por tanto la inductancia por fase así como la corriente media por fase. Estos cambios junto con la nueva frecuencia de conmutación afectan al diseño de la bobina y por tanto a sus pérdidas.

En líneas generales se puede decir que al aumentar el número de fases se puede reducir la frecuencia de conmutación necesaria. Además con el incremento del número de fases también se reduce la corriente por fase. En principio estos dos factores reducen las pérdidas: por un lado se reducen las pérdidas de conmutación dado que la frecuencia es más baja y además la corriente en el momento del apagado puede ser más pequeña y por otro lado las pérdidas de conducción también se reducen dado que la corriente por fase es menor.

En la figura 2.52 se muestran las medidas de rendimiento de tres convertidores *Reductor Multifase* con cuatro, seis y ocho fases respectivamente. Cada uno de estos convertidores trabaja a su frecuencia óptima y es importante destacar que se han realizado utilizando la misma tecnología. En el capítulo 5 (sección 5.3.2.3) se pueden ver los detalles de los diseños de cuatro y seis fases. El de ocho fases se ha obtenido a partir del diseño de seis fases.

Los tres diseños están hechos para 12V de entrada y la respuesta dinámica es de 22A/μs en el caso de cuatro y seis fases y de 28A/μs en el caso de ocho fases. La frecuencia óptima del diseño de cuatro fases es de 450kHz mientras que los diseños de seis y ocho fases tienen una frecuencia óptima de 350kHz. Los resultados muestran claramente cómo aumentar el número de fases de cuatro a seis beneficia el rendimiento del convertidor. El rendimiento sube del 77% a 50A al 85% a la misma corriente de salida. Seguir aumentando el número de fases a ocho, permite mejorar el rendimiento (86% a 50A) aunque la diferencia con el diseño de seis fases es muy pequeña. Si bien es verdad que el diseño de ocho fases debería ser optimizado para 22A/μs y algo mejoraría su rendimiento, parece que el diseño de seis fases podría ser el más apropiado para la tecnología considerada cuando se tienen en cuenta no sólo las pérdidas sino también el coste y el tamaño del convertidor.

Por lo tanto, para una tensión de entrada de 12V, una tensión de salida de 1V, una derivada de corriente de 22A/μs y una carga máxima de 50A merece la pena

incrementar la complejidad del convertidor hasta seis fases ya que la reducción de pérdidas es muy importante; subir a ocho mejora poco las pérdidas y se debería considerar el coste y el tamaño de esta solución (en el capítulo 5 se analiza cómo varía el coste y el tamaño de este tipo de soluciones con el número de fases). Si la especificación fuese de 75A - 100A probablemente sería más interesante la solución de ocho fases.

Para cuatro fases el diseño está muy apurado y se producen muchas pérdidas de conmutación, dado que la corriente por fase es relativamente alta y al mismo tiempo se convive con una frecuencia de conmutación bastante alta, sobre todo si se tiene en cuenta la alta tensión de entrada (12V). Al subir de cuatro fases a seis fases el rendimiento del convertidor sube notoriamente gracias a que por un lado la frecuencia de conmutación se reduce y además la corriente media por fase también es menor, reduciéndose de forma muy importante las pérdidas de conmutación. El paso de seis a ocho fases ya no resulta tan impactante dado que para seis fases las pérdidas por conmutación ya no son muy importantes. Al pasar de seis a ocho fases, la corriente por fase se reduce pero en cualquiera de los dos casos resulta suficientemente pequeña (8A para seis fases y 6A para ocho fases) comparada con la corriente por fase para cuatro fases (12A).

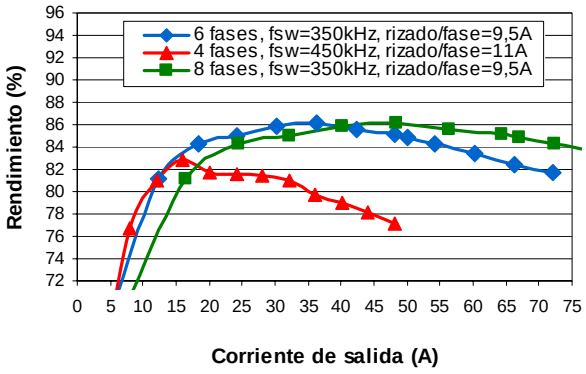


Figura 2.52. Rendimiento medido en tres convertidores Reductor Multifase de 4 fases, 6 fases y 8 fases.

Es importante resaltar que a partir de un cierto número de fases se debe plantear un cambio de tecnología, al menos de los MOSFETs. Así por ejemplo, para las especificaciones consideradas (50A) ir a más de ocho fases supondría cambiar los MOSFETs dado que la corriente media por fase sería inferior a 6A y los

semiconductores que se están utilizando (capítulo 5) pueden conducir hasta 15A. Una posibilidad sería ir a dispositivos de mayor resistencia en conducción pero más rápidos y por tanto que redujesen las pérdidas de conmutación; otra posibilidad, que puede o no ir acompañada de la anterior, sería ir a encapsulados más pequeños ya que la potencia a procesar por cada fase es menor.

Un cambio de tecnología supondría un nuevo proceso de optimización para determinar cuál es el número óptimo de fases para esa tecnología.

A la hora de elegir el número de fases se debe tener en cuenta no sólo las pérdidas del convertidor sino también el coste y el tamaño del mismo. Por este motivo parece razonable que para una especificación y una tecnología considerada se incremente el número de fases hasta reducir las pérdidas por fase a unos valores razonables y que térmicamente sea una solución viable.

Al variar el número de fases se puede afectar de forma muy importante a las pérdidas del convertidor. Como se ha comentado, los efectos de cambiar el número de fases son varios y están interrelacionados. Además no es nada fácil calcular las pérdidas que se tienen en cada caso y menos aún estimar la frecuencia óptima dado que las pérdidas de conmutación responden a un proceso muy complejo que depende de elementos parásitos (inductancias, resistencias y capacidades) de los interruptores, los condensadores de entrada y el "lay-out" que conecta unos elementos con otros. Dada la complejidad del sistema, el procedimiento por el que se ha optado en esta Tesis (capítulo 5) es **determinar experimentalmente las pérdidas y la frecuencia óptima para cada número de fases y una tecnología considerada.** De esta forma se puede alcanzar una solución realmente optimizada para las especificaciones y la tecnología considerada; de otra forma son muchos los factores experimentales que afectan al proceso y no sería nada fácil llegar a tenerlos en cuenta con precisión.

2.4.3 MÉTODO DE DISEÑO PROPUESTO

El diseño de los convertidores Multifase es bastante complicado ya que aparece un grado de libertad que es el número de fases. En la selección del número de fases un parámetro crítico son las pérdidas que se tienen en el convertidor. Además, el número de fases también afecta al tamaño y al coste del convertidor, debiendo ser la decisión final un compromiso de estos tres elementos: coste, tamaño y pérdidas.

Cuando se parte de un diseño, con una única fase y respuesta dinámica rápida, la frecuencia de conmutación es muy alta y las pérdidas también lo son, haciendo inviable esa solución. Al incrementar el número de fases se consigue reducir la

frecuencia de conmutación hasta llegar a unas pérdidas razonables por fase. Sin embargo, esta tendencia se va atenuando y al seguir aumentando el número de fases las ventajas térmicas se van reduciendo, para una especificación y una tecnología determinadas.

Por otro lado el subir el número de fases incrementa la complejidad del convertidor y tiene su impacto en el tamaño y el coste del convertidor (como se verá en el capítulo 5). Por lo tanto, para una especificación y una tecnología determinadas, interesa ir subiendo el número de fases tanto en cuanto las soluciones con menor número de fases den lugar a unas pérdidas excesivas que hagan poco viable la solución.

Para una especificación y una tecnología determinada sería muy interesante saber ¿cuál es el número óptimo de fases? y ¿cómo afecta el número de fases al tamaño, coste y pérdidas del convertidor?

La metodología de diseño que se propone para optimizar el diseño de un convertidor Multifase es la siguiente:

1) Se parte de **soluciones con diferente número de fases pero que tengan la misma capacidad de respuesta dinámica**, es decir que tengan la misma derivada de corriente máxima ($\Delta I/\Delta t$) en la bobina de salida del *Reductor equivalente*. Todas estas soluciones requerirán de los mismos condensadores de salida (sección 2.3.2) para cumplir unas determinadas especificaciones. De momento no se considera el rizado de corriente a la salida del convertidor.

2) **Frecuencia óptima** de una fase: se trata de determinar para una tecnología y una tensión de entrada dadas cuál es el binomio frecuencia - rizado de corriente por fase que minimiza las pérdidas de una fase. Dada la complejidad de determinar con exactitud las pérdidas del convertidor se ha optado por hacerlo de forma experimental (capítulo 5) construyendo una de las fases y determinando su frecuencia óptima en base a medidas. Para cada solución con un número de fases se determina su frecuencia óptima de trabajo.

   Una vez fijada la frecuencia óptima para cada número de fases, se puede determinar, teniendo en cuenta la cancelación de rizados, cuál es el rizado de corriente a la salida. Generalmente, con la capacidad de salida necesaria para los escalones de carga junto con el efecto de la cancelación se tiene un rizado de tensión suficientemente pequeño. Si en algún caso el rizado no cumple las especificaciones, habría que rediseñar los condensadores de salida.

3) **Selección de soluciones térmicamente viables**: para las condiciones térmicas en que vaya a trabajar el convertidor se determinan las pérdidas máximas que se pueden tener. Este límite permite desechar aquellas soluciones que dan lugar a unas pérdidas excesivas que generalmente serán las soluciones con menor número de fases.
4) A partir del diseño de una fase se puede determinar el tamaño, el coste y las pérdidas del convertidor total para aquellas soluciones viables.
5) Finalmente, dependiendo del criterio o criterios más prioritarios, tamaño, coste o rendimiento, se podrá elegir el **número de fases más apropiado para una derivada de corriente máxima** con una tecnología y unas condiciones térmicas determinadas. En esta comparación se tiene la garantía que las soluciones que se comparan tienen la misma respuesta dinámica habiendo sido cada una de ellas optimizada en pérdidas.
6) Una vez seleccionada la solución o soluciones más apropiadas para una derivada de corriente se puede volver al comienzo del lazo de diseño para una **nueva derivada de corriente** máxima del convertidor. Cuanto mayor sea la derivada de corriente menor capacidad de salida se necesita (sección 2.3.2) para la misma respuesta dinámica, reduciendo el tamaño y el coste de la misma pero aumentando las pérdidas de las correspondientes soluciones óptimas (sección 2.3.4). Mientras que las pérdidas del convertidor sean admisibles y compense la reducción de los condensadores de salida, en términos de coste y/o tamaño, tiene sentido seguir aumentando la derivada de corriente máxima.

   De entre las soluciones seleccionadas para cada derivada de corriente y en función de los criterios de tamaño, coste y pérdidas se seleccionaría el diseño más apropiado, determinando para una tecnología y una tensión de entrada dadas: a) derivada de corriente máxima y condensadores de salida b) número de fases e inductancia por fase c) frecuencia óptima, rizado por fase y rizado de corriente de salida.

Utilizando este método de diseño se tiene la certeza que sea el que sea el número de fases que se seleccione el diseño de esa solución está optimizado en pérdidas. La motivación de este método de diseño está en que generalmente al aumentar la respuesta dinámica de un convertidor el factor que más claramente se ve perjudicado son las pérdidas del mismo. Para un número de fases fijo, al aumentar la respuesta dinámica del convertidor es necesario reducir la inductancia de salida lo que nos lleva

a una nueva solución óptima (frecuencia óptima) pero con más pérdidas que la solución óptima que tiene una dinámica más lenta (sección 2.3.4). **Por lo tanto y ya que las pérdidas se ven muy perjudicadas por la respuesta dinámica, pudiendo hacer inviables algunas soluciones, el objetivo de este método de diseño es optimizar en pérdidas los diseños para cada número de fases.** De esta forma las soluciones que se comparan, en términos de coste, tamaño y rendimiento, tienen todas la misma respuesta dinámica habiendo sido cada una de ellas optimizada en pérdidas.

Este análisis está hecho asumiendo un control ideal que es capaz de aprovechar al máximo la derivada de corriente máxima del convertidor. En la medida que el control tenga una respuesta limitada, no tendrá sentido ir más allá de una determinada derivada de corriente máxima ([31], [32] y [33]).

En el capítulo 5 se aplica este método de diseño a unas especificaciones determinadas para así poder comparar diferentes soluciones. El método de diseño que se ha seguido está basado en medidas experimentales de las pérdidas, para así poder determinar la frecuencia óptima para cada número de fases. En lugar de trabajar con el convertidor completo, las medidas experimentales se realizan con una de las fases y dado que el resto de fases serían idénticas, extrapolar los resultados a "F" fases es muy sencillo.

La tecnología seleccionada en los diseños considerados en el capítulo 5 es la que se está utilizando actualmente en muchas aplicaciones de baja tensión de salida. Sobre una tarjeta multicapa (10 capas) se montan todos los componentes incluso las bobinas, que llevan sus devanados integrados en la PCB multicapa. Los semiconductores se eligen en tamaño SO8 para poder obtener un convertidor de muy bajo perfil; dentro de este encapsulado se eligen aquellos dispositivos más apropiados para este tipo de aplicaciones. Los núcleos magnéticos también son de bajo perfil. **El número de fases se elige de forma que sea el menor número de fases que permita trabajar con unas pérdidas razonables**. Para ello, se va incrementando el número de fases hasta reducir las pérdidas por fase de forma que puedan ser absorbidas por la propia PCB sin necesitar disipadores externos, activos o pasivos.

Para otra tecnología, el número de fases más apropiado sería otro diferente. Así por ejemplo, las soluciones a las que se llegaría serían muy diferentes si se utilizasen otras tecnologías de MOSFETs ([154], [157], [160]) como por ejemplo los dispositivos LDMOS. Estos dispositivos, derivados de la tecnología clásica CMOS, permiten ser integrados en un *Circuito Integrado* con el resto del circuito de control y pueden trabajar a muy alta frecuencia (1MHz – 5MHz) pero con una capacidad más

limitada en los niveles de corriente (1A - 2A). Otros tecnologías que se están planteando son por ejemplo el control digital, la integración de magnéticos, etc.

La ventaja de los convertidores Multifase se puede resumir en que permiten alcanzar una respuesta dinámica muy rápida con unas pérdidas razonables. Su diseño es el resultado de un compromiso entre coste, tamaño y pérdidas.

2.5 Conclusiones y resumen de aportaciones

En este capítulo se han analizado aspectos críticos de los convertidores de baja tensión de salida y rápida respuesta dinámica:

I) Técnicas de *Rectificación Síncrona* en convertidores con transformador.

II) Influencia de las especificaciones de respuesta dinámica en el diseño del convertidor.

III) Propiedades y diseño de los convertidores Multifase.

En cada uno de estos tres campos se han obtenido conclusiones importantes para abordar las soluciones que se proponen en esta Tesis. Al mismo tiempo, algunos de los estudios, análisis y métodos de diseño planteados también han de destacarse como aportaciones de esta Tesis.

I) Técnicas de *Rectificación Síncrona* en convertidores con transformador

En diferentes sectores industriales se ha detectado la necesidad de alimentar las nuevas cargas electrónicas desde tensiones de entrada altas lo que conduce a tener que utilizar topologías con transformador. Por otro lado, el uso de la *Rectificación Síncrona* es fundamental para reducir las pérdidas en este tipo de aplicaciones. Estas dos circunstancias plantean el problema de cómo gobernar los rectificadores síncronos.

Las técnicas clásicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* han sido ampliamente empleadas en aplicaciones industriales de baja tensión de salida (5V y 3'3V). Las claves del éxito de las técnicas de *RSA* son la simplicidad, el mínimo coste y la sincronización automática del circuito de control con las señales de potencia del convertidor.

Sin embargo **las técnicas clásicas de *RSA* no son aplicables para alimentar las nuevas cargas electrónicas**. Las topologías de rápida respuesta dinámica (Medio Puente, Push-Pull, etc), necesarias para alimentar correctamente los escalones de carga, gobiernan simétricamente al transformador, presentando tiempos muertos en los que la tensión del transformador es cero y los rectificadores síncronos no conducen durante estos intervalos, haciéndolo sus diodos parásitos.

Además, cuando la tensión de salida es muy baja, menor que 2V, las *técnicas de RSA* han de usar devanados auxiliares para elevar el nivel de tensión de excitación de los rectificadores síncronos.

Se ha de destacar como aportación de esta Tesis el estudio y la cuantificación que se ha realizado en base a resultados experimentales de cómo influye el acoplamiento del devanado auxiliar en la sincronización y el funcionamiento del convertidor. Cuando se utilizan **devanados auxiliares**, resulta **crítico garantizar un buen acoplamiento** de éstos con el resto de los devanados de potencia para poder así obtener una **buena sincronización** de las señales de excitación de los Rectificadores Síncronos con las señales de potencia. Este estudio sirve de base para la *nueva solución de RSA* que se propone en el capítulo 3 de esta Tesis.

Dado que las *técnicas clásicas de RSA* no son apropiadas para las nuevas necesidades, se han estudiado las ventajas y los inconvenientes de aplicar técnicas de *Rectificación Síncrona Externa* a las topologías de rápida respuesta dinámica.

Se ha destacar como otra aportación de esta Tesis el análisis que se ha realizado sobre la **técnica de *Rectificación Síncrona Externa* aplicada a topologías que excitan simétricamente el transformador**. Se ha estudiado su viabilidad así como sus limitaciones y se ha determinado con un prototipo la influencia de los retardos que es necesario tener para evitar situaciones de conducción cruzada.

Las principales conclusiones del análisis de la técnica de *Rectificación Síncrona Externa* son:

- La ***Rectificación Síncrona Externa* es viable y es una solución interesante** para las actuales especificaciones de rápida respuesta dinámica y baja tensión de salida dado que permite utilizar topologías que gobiernan simétricamente el transformador (Medio Puente, Push Pull, etc.).
- Sin embargo, para evitar situaciones de conducción cruzada es muy importante introducir un retardo desde que se enciende o apaga un interruptor de primario hasta que se apaga o enciende el rectificador síncrono correspondiente. Durante este tiempo es el diodo parásito del rectificador síncrono el que conduce, lo que supone un **incremento de las pérdidas**.

  Para poder absorber las tolerancias de los retardos de propagación de los componentes del control el retardo debe estar al menos entre 50ns y 100ns si se eligen dispositivos muy rápidos. En el prototipo ensayado y como consecuencia de estos retardos las pérdidas pueden llegar a incrementarse un 10% en condiciones nominales.

  Este incremento de las pérdidas es más importante cuanto más grande sea la corriente de salida. Por lo tanto en aplicaciones de muy alta corriente de salida

(50A) el uso de técnicas de *Rectificación Síncrona Externa* se ve más afectado por estos retardos.

Integrar todo el control en un único *Circuito Integrado* probablemente ayudaría a tener unas tolerancias menores y por tanto a reducir los retardos necesarios.

- El uso de esta alternativa tiene otra **penalización en el tamaño y el coste** dado que además de circuitos electrónicos adicionales hace falta un transformador de pulsos que en el prototipo ensayado es del mismo tamaño que la bobina de salida.
- En aplicaciones donde no se requiera aislamiento entre primario y secundario la *Rectificación Síncrona Externa* se ve favorecida dado que no se necesita un transformador de pulsos y por tanto sólo es necesario el circuito de control que gestiona las señales de control y los retardos correspondientes. Por lo tanto, en aplicaciones sin aislamiento la principal penalización por utilizar técnicas de *Rectificación Síncrona Externa* está en el incremento de pérdidas como consecuencia de los retardos necesarios.

De este análisis de las *técnicas de Rectificación Síncrona* se concluye que para las nuevas cargas dinámicas se puede hacer uso de las técnicas de *Rectificación Síncrona Externa* si bien son más complejas y pueden penalizar el tamaño, el coste y las pérdidas del convertidor. La pregunta inmediata que se plantea es: **¿no existe una *técnica de RS* que pueda utilizarse con topologías de rápida respuesta dinámica pero que conserve la sencillez y la sincronización automática, propias de las *técnicas de RSA*?** En el siguiente capítulo se propone una *nueva técnica de RSA* que puede utilizarse con topologías de rápida respuesta dinámica.

II) Influencia de las especificaciones de respuesta dinámica en el diseño del convertidor.

Dado que la respuesta dinámica que se va exigiendo a este tipo de convertidores es cada vez más rápida se ha querido analizar **cuál es el impacto de la respuesta dinámica en el diseño del convertidor**. Este análisis en su conjunto también se considera una aportación original de esta Tesis.

Dado que muchas de las topologías y soluciones *Multifase* que se suelen utilizar en este tipo de aplicaciones se pueden reducir muy fácilmente al *Reductor Equivalente*, el estudio se ha realizado sobre la topología *Reductora*.

Para comparar la capacidad de respuesta dinámica de un convertidor frente a otros se propone utilizar la **derivada de corriente máxima (ΔI/Δt) por la bobina de salida.** La rapidez con que el convertidor puede variar la corriente por su bobina de salida se identifica como parámetro clave para determinar la respuesta dinámica del *Reductor*. Evidentemente, ante un escalón de potencia demandada por la carga, cuanto más rápido sea capaz el convertidor de variar la corriente por su bobina, antes se adaptará el convertidor a la nueva potencia demandada por la carga.

Para comparar la respuesta dinámica de dos convertidores no sólo se debe tener en cuenta la derivada de corriente (ΔI/Δt), sino también con qué rizado de corriente a la salida (ΔI) se consigue esa derivada de corriente.

Las principales conclusiones de la influencia de la respuesta dinámica en el convertidor son:

- *Influencia en la capacidad de salida*: al aumentar la derivada de corriente que es capaz de proporcionar el convertidor se reduce de forma importante el número de condensadores de alta capacidad que hacen falta a la salida del VRM. Por ejemplo, para las especificaciones consideradas, al diseñar el convertidor con derivada de corriente de 20A/μs en vez de 5A/μs, el número de condensadores de 680μF se reduce de seis a tres, con la consiguiente reducción de coste dado que este tipo de condensadores tienen un precio muy alto.
- *Influencia en la capacidad de entrada*: Desde el punto de vista de la respuesta dinámica la principal función de la capacidad de entrada es mantener un mínimo de energía a la entrada para que la corriente de la inductancia suba tan rápidamente como pueda. **A partir de este mínimo de capacidad, la capacidad que se añada prácticamente no afecta a la evolución de la tensión durante el escalón de carga**. Esta conclusión es muy interesante si bien se podía intuir ya que por mucha energía que se tenga almacenada en la entrada, esta fuente de energía tiene una impedancia de salida que es la inductancia de salida del *Reductor Equivalente*.

  En los casos que se ha analizado el valor mínimo de capacidad impuesto por la dinámica del convertidor es inferior a otros criterios como el de estabilidad del sistema o el de corriente eficaz máxima por condensador (capítulo 5). Por lo tanto, en los casos analizados han sido otros criterios de diseño y no la respuesta dinámica o al menos no sólo la respuesta dinámica la que ha determinado el diseño de la capacidad de entrada

- *Influencia de la tensión de entrada*: La tensión de entrada no tiene una influencia importante en la respuesta dinámica del *Reductor* pero sí que tiene un peso importante en la capacidad de entrada y la estabilidad del sistema.

  Desde el punto de vista de la respuesta dinámica, la principal influencia de la tensión de entrada está en que desequilibra la respuesta ante escalones de carga positivos o negativos si la tensión de entrada no es dos veces la de salida.

  Para la tensión de entrada de 2V, tensión doble de la tensión de salida (1V), esta tensión es tan pequeña que para mantener la estabilidad del sistema es necesario aumentar la energía a la entrada del convertidor por encima de lo que requiere la propia respuesta dinámica del VRM.

  Al ir subiendo la tensión de entrada estos problemas de estabilidad desaparecen. Además, la capacidad necesaria se va reduciendo al subir la tensión de entrada, lo que permite a partir de un determinado valor de entrada utilizar condensadores cerámicos de baja capacidad pero también de bajo coste. Así para las especificaciones consideradas, la tensión de entrada de 2V requiere condensadores de Tántalo de alta capacidad y alto coste, mientras que para tensiones de entrada superiores, 5V o más, los niveles de capacidad necesarios son suficientemente pequeños como para utilizar condensadores cerámicos que son mucho más económicos.

  Como se verá en el capítulo 5, el principal inconveniente de subir la tensión de entrada en el convertidor *Reductor* es el rendimiento del convertidor.

- *Influencia en el rendimiento*: en el rango de aplicaciones que se consideran en esta Tesis, **subir la derivada de corriente que es capaz de proporcionar un convertidor tiene un coste directo en las pérdidas** del mismo que pueden llegar a ser muy importantes. Este incremento de las pérdidas es debido al efecto de tener una mayor frecuencia de conmutación y también en muchos casos un mayor rizado de corriente.

  En función de la tensión de entrada, de la corriente de salida y de la derivada de corriente que se quiera alcanzar, un convertidor reductor encontrará una combinación frecuencia de conmutación – rizado de corriente óptima en la que el convertidor tiene las mínimas pérdidas para las condiciones consideradas. En esta Tesis se va a hablar de **frecuencia óptima** de un Reductor como aquella frecuencia en la se minimizan las pérdidas para una tensión de entrada, corriente de salida y derivada de corriente determinadas.

Por lo tanto, aunque subir la derivada de corriente máxima de un convertidor reduce el número de condensadores necesarios en la salida también tiene un impacto muy fuerte en las pérdidas. La selección de la derivada de corriente máxima que se confiere a un convertidor será un compromiso entre estos dos factores: condensadores de salida y precio en pérdidas.

III) Propiedades y diseño de los convertidores Multifase.

La ventaja de los convertidores *Multifase* se puede resumir en que permiten alcanzar una respuesta dinámica muy rápida con unas pérdidas razonables. Su diseño es el resultado de un compromiso entre coste, tamaño y pérdidas.

El diseño de un convertidor *Multifase* no es sencillo ya que se tienen muchos grados de libertad. En este capítulo se ha propuesto un método de diseño para optimizar el diseño de un convertidor Multifase. Este método de diseño representa otra aportación de esta Tesis.

El factor que más claramente se ve perjudicado al aumentar la respuesta dinámica del convertidor son las pérdidas del mismo, siendo las que normalmente acotan en el diseño del convertidor la máxima derivada de corriente que puede alcanzar. El objetivo de este método de diseño es optimizar en pérdidas los diseños para cada número de fases, es decir cada solución que se propone está trabajando a su frecuencia óptima**.**

Con este método de diseño, **las soluciones que se comparan, en términos de coste, tamaño y rendimiento, tienen todas la misma respuesta dinámica habiendo sido cada una de ellas optimizada en pérdidas**.

Capítulo 3

3 Nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada con devanado único (SWSDSR)

Capítulo 3

Nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada con devanado único (SWSDSR)

Índice

3.1 INTRODUCCIÓN 113
3.2 NUEVO ESQUEMA DE RECTIFICACIÓN SÍNCRONA AUTOEXCITADA: RECTIFICACIÓN SÍNCRONA DE DEVANADO ÚNICO 115
3.2.1 Análisis con gobierno simétrico del transformador..... 117
3.2.2 Análisis con gobierno asimétrico del transformador..... 119
3.2.3 Nuevo circuito de RSA con devanado único: Resumen y aplicación... 122
3.3 INFLUENCIA DEL ACOPLAMIENTO DEL DEVANADO AUXILIAR..... 125
3.3.1 Convertidor de Pruebas: Prototipo I 125
3.3.2 Influencia de los principales parámetros: análisis teórico..... 129
3.3.2.1 Influencia de la inductancia serie.....136
3.3.2.2 Influencia de la tensión de entrada 137
3.3.2.3 Influencia de la resistencia serie.....138
3.3.2.4 Influencia de la capacidad C y la resistencia RP 141
3.3.2.5 Parámetros críticos: resumen y conclusiones.....143
3.3.3 Influencia de los distintos acoplamientos: estudio basado en simulaciones..... 144
3.4 VALIDACIÓN EXPERIMENTAL..... 149
3.4.1 Resultados experimentales con el Prototipo I..... 149
3.4.2 Resultados experimentales con el Prototipo II 151
3.5 SINCRONIZACIÓN ENTRE POTENCIA Y CONTROL CON LA NUEVA TÉCNICA DE RSA..... 156
3.5.1 Sincronización de las señales: Medio Puente..... 161
3.5.2 Sincronización de las señales: Medio Puente con ZVS..... 167

3.5.3 Resumen del análisis de la sincronización de la nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada. 173

3.6 CONCLUSIONES Y RESUMEN DE APORTACIONES 175

3.1 Introducción

Los microprocesadores y otras cargas electrónicas demandan bajas tensiones de alimentación (3'3V, 2'5V, 1'8V, 1'2V,…) así como convertidores muy rápidos capaces de regular apropiadamente la tensión de alimentación durante los escalones de carga ([7], [9], [10], [27], [28], [29] y [30]). La baja tensión de alimentación conlleva bajo rendimiento de la fuente de alimentación debido a las caídas de tensión de los semiconductores lo que obliga a aplicar técnicas de Rectificación Síncrona para conseguir un alto rendimiento en estas aplicaciones de baja tensión de salida ([35], [36] y [37]).

En aplicaciones como Telecomunicaciones, donde el sistema de alimentación se distribuye con alta tensión (48V), la alimentación de este tipo de cargas electrónicas requiere de topologías con transformador, es decir, con relación de transformación que permita convertir, por ejemplo, de 48V a 1V.

Mientras la respuesta dinámica no ha sido crítica en este tipo de aplicaciones, se han venido utilizando con gran éxito soluciones basadas en la topología *Forward* junto con técnicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada*. Una de ellas es el convertidor *Forward con Enclavamiento Activo y RSA* [68] con el que se han conseguido muy buenos resultados.

Sin embargo, al ir incrementándose las especificaciones de respuesta dinámica requeridas, así como al ir subiendo la corriente de salida demandada, las soluciones basadas en el convertidor *Forward* han ido quedando relegadas, siendo necesario utilizar topologías de mejores prestaciones dinámicas (apartado 1.4). Las topologías como el convertidor Forward que gobiernan el transformador de forma asimétrica están limitadas en su respuesta dinámica debido a la posible saturación del transformador; aquellas topologías como el *Medio Puente*, *Push Pull*, etc. que gobiernan simétricamente el transformador no tienen esta limitación y son más apropiadas para alimentar las nuevas cargas electrónicas.

El problema que surge para poder utilizar topologías que exciten simétricamente el transformador es cómo controlar los *Rectificadores Síncronos*. Tal y como se ha estudiado en el capítulo 2 (epígrafe 2.2.1) las técnicas clásicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* no son apropiadas para topologías que exciten simétricamente el transformador, quedando en principio como única alternativa el uso de técnicas de *Rectificación Síncrona Externa* que presentan algunas desventajas tal y como se ha analizado en la sección 2.2.2.

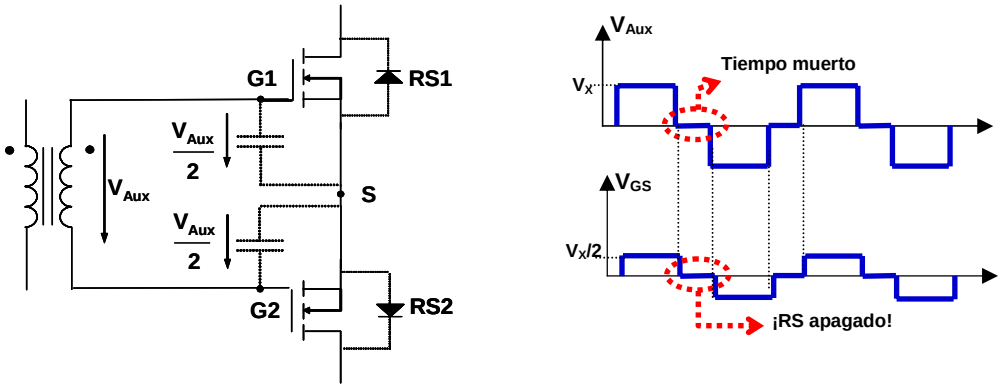
En este capítulo se propone una nueva técnica de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* que se puede utilizar con topologías que exciten simétricamente el transformador, conservando la sencillez y la sincronización automática de las técnicas *clásicas de RSA*.

Esta nueva técnica se analiza en detalle, realizándose un estudio teórico de la influencia de los principales parámetros y validándose experimentalmente con diferentes prototipos.

3.2 Nuevo esquema de Rectificación Síncrona Autoexcitada: Rectificación Síncrona de devanado único

En esta sección se presenta un **nuevo circuito de *Rectificación Síncrona Autoexcitada*** que se puede usar con topologías de rápida respuesta dinámica y que por lo tanto se puede aplicar para alimentar las nuevas cargas electrónicas.

Como primera aproximación al circuito definitivo, y con el objetivo de entender más fácilmente su funcionamiento, se va a analizar previamente un circuito preliminar de *Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único* (figura 3.1). Este circuito, al igual que el esquema clásico de *RSA* con devanados auxiliares, permite la alimentación de circuitos con baja tensión (1,5V, 0,8V,…) dado que los devanados auxiliares permiten la adaptación de los niveles de tensión al valor adecuado. La principal ventaja de este circuito respecto del esquema clásico es que existe un único devanado auxiliar, facilitando la construcción del transformador de potencia. Como se analizó en el capítulo anterior, el acoplamiento de los devanados auxiliares con el resto de los devanados de potencia es crítico para obtener una adecuada sincronización entre las señales de control y las de potencia. Tener un único devanado auxiliar, en vez de dos, facilita en gran medida obtener un buen acoplamiento entre este devanado y los devanados de potencia.



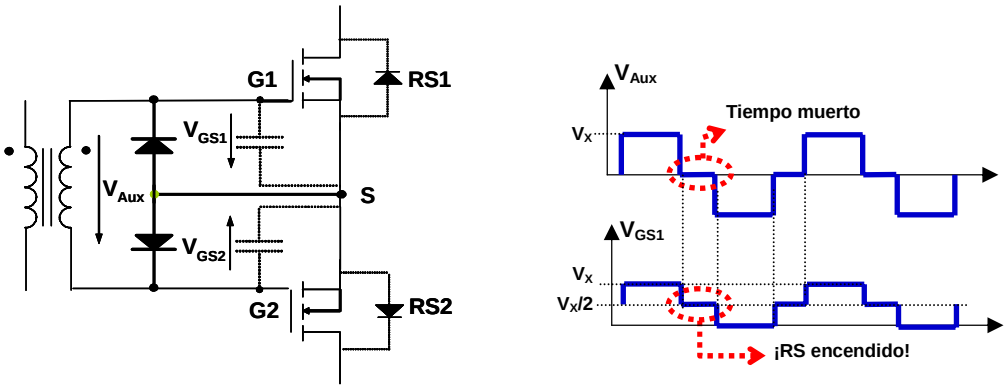
a) Esquema eléctrico *b) Forma de onda en puerta fuente cuando se excita el transformador con tiempos muertos*

Figura 3.1. Un primer circuito de Rectificación Síncrona Autoexcitada con devanado único.

Como se muestra en la figura 3.1, cada uno de los terminales del devanado auxiliar se conecta a una de las puertas (G) de los *Rectificadores Síncronos*. Dado que los Rectificadores Síncronos van conectados siempre con la fuente (S) como terminal común, las capacidades parásitas de puerta-fuente de los MOSFETs quedan conectadas en serie. De esta forma, la corriente que fluye del devanado auxiliar circula por las dos capacidades conectadas en serie y la tensión del devanado auxiliar se reparte entre ambas capacidades. Si asumimos que las dos capacidades son iguales, cuando la tensión del devanado es positiva (V_{Aux}) uno de los rectificadores tiene tensión puerta-fuente positiva ($+V_{Aux}/2$) y por lo tanto está encendido y el otro ve una tensión negativa ($-V_{Aux}/2$) que lo apaga. Cuando la tensión del devanado auxiliar es negativa ($-V_{Aux}$) se tiene la situación inversa a la anterior, conduciendo el MOSFET que antes estaba apagado. Si el transformador tiene tiempos muertos y por lo tanto su tensión es cero, la tensión de puerta-fuente de ambos rectificadores es cero, lo que implica que están apagados cuando deberían estar encendidos.

Al igual que el circuito clásico de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* con devanados auxiliares, este primer circuito de devanado único permite la alimentación de cargas electrónicas de baja tensión (1V) pero tiene dos inconvenientes importantes: 1) durante los tiempos muertos los Rectificadores Síncronos están apagados, no siendo un circuito adecuado para topologías que excitan simétricamente el transformador, y 2) la tensión puerta-fuente es negativa durante parte del tiempo que está apagado el MOSFET, duplicando las pérdidas de excitación.

Añadiendo dos diodos al circuito anterior (figura 3.1) se mejoran de forma muy importante las prestaciones del circuito, obteniéndose un **nuevo circuito de *Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único* (figura 3.2)** que se puede utilizar con topologías que alimenten simétricamente al transformador. Este nuevo circuito consiste en un devanado adicional del transformador conectado a las puertas de cada uno de los *Rectificadores Síncronos* y dos diodos, estando cada uno conectado en paralelo entre la puerta y la fuente de cada uno de los *Rectificadores Síncronos* tal y como se muestra en la figura 3.2. A este nuevo circuito se le ha bautizado con las siglas ***SWSDSR*** que se corresponden con su nombre en inglés: "*Single Winding Self-Driven Synchronous Rectification*". La principal característica de este circuito, como se explica a continuación, es que **ambos *Rectificadores Síncronos* conducen durante los tiempos muertos del transformador** (figura 3.2). Esta propiedad hace de este circuito un esquema muy apropiado para tener *Rectificación Síncrona Autoexcitada* en topologías de respuesta dinámica rápida como el Medio Puente, Push Pull, etc.



a) Esquema eléctrico

b) Forma de onda en puerta fuente cuando se gobierna el transformador con tiempos muertos (gobierno Simétrico).

Figura 3.2. Nuevo circuito de Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único

3.2.1 ANÁLISIS CON GOBIERNO SIMÉTRICO DEL TRANSFORMADOR.

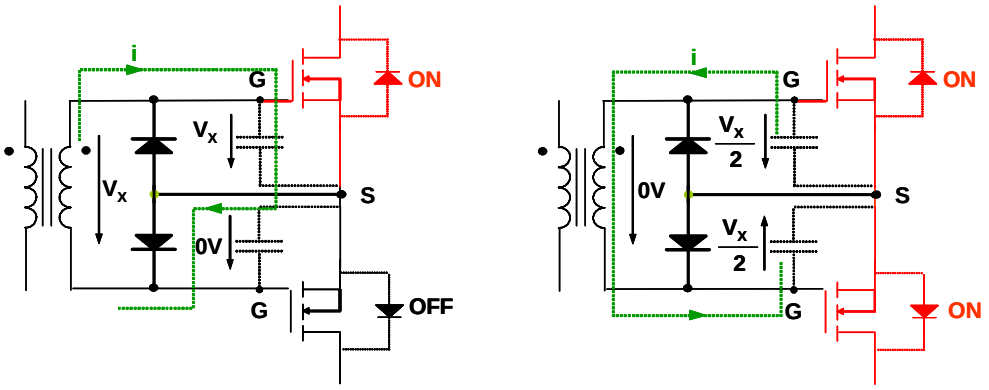
A continuación se va a estudiar de forma detallada cómo funciona este circuito cuando el transformador se excita de forma simétrica, apareciendo por lo tanto tiempos muertos en los que la tensión del transformador es nula (figura 3.2, b). Las claves del funcionamiento de este circuito se pueden comprender más fácilmente con la ayuda de los esquemas de la figura 3.3. En esta figura se distinguen dos estados diferentes dependiendo de si hay tensión en el transformador o si por el contrario la tensión es nula:

- *Estado I*: siendo el estado anterior el estado II (estado en el que la tensión del transformador es cero y las capacidades puerta-fuente de ambos *RSs* se encuentran cargadas a un cierto valor y por lo tanto ambos MOSFETs conducen), cuando la tensión del transformador pasa a ser positiva circula una corriente (figura 3.3, a) que carga la capacidad del *Rectificador Síncrono* que va a conducir y descarga la capacidad del otro, hasta que la tensión puerta-fuente de este segundo *Rectificador Síncrono* intenta hacerse negativa, momento en el que entra a conducir el diodo que se encuentra en paralelo con la puerta-fuente del mismo, impidiendo que su capacidad parásita se cargue a un valor negativo como ocurría en el circuito de la figura 3.1. Por lo tanto, cuando existe tensión en el transformador, toda la tensión del devanado auxiliar se aplica a la puerta–fuente del *Rectificador Síncrono* que conduce

(V_X), mientras que la tensión puerta–fuente del *Rectificador Síncrono* que está apagado se encuentra enclavada a –0,6V por el diodo en paralelo correspondiente. Por tanto, la tensión puerta–fuente es prácticamente cero cuando el *Rectificador Síncrono* está apagado.

En el arranque ambas capacidades se encuentran descargadas. Cuando la tensión del transformador pasa a ser positiva, circula una corriente (figura 3.3, a) que carga la capacidad del *Rectificador Síncrono* que va a conducir, pero no la del otro *Rectificador Síncrono* ya que esta corriente circula por el diodo que se encuentra en paralelo con la puerta-fuente del mismo, impidiendo que su capacidad parásita se cargue a un valor negativo. Por lo tanto, cuando se aplica tensión al transformador, también en el arranque el circuito encuentra el equilibrio en el mismo punto, quedando el *Rectificador Síncrono* que conduce cargado con toda la tensión del devanado auxiliar (V_X) mientras que la tensión puerta–fuente del *Rectificador Síncrono* que está apagado se encuentra enclavada a –0,6V.

- *Estado II*: siendo el estado anterior el estado I (estado en el que la capacidad puerta-fuente de uno de los *RSs* se encuentra cargada a la tensión impuesta por el devanado auxiliar y la capacidad del otro *RS* se encuentra prácticamente a cero voltios, alrededor de -0,6V) el transformador pasa a imponer tensión cero en el devanado auxiliar. En este instante se produce una circulación de corriente, tal y como se indica en la figura 3.3 b, que va descargando la capacidad del MOSFET que conducía en el estado I y al mismo tiempo va cargando la capacidad del MOSFET que estaba apagado en el estado anterior. Si asumimos que ambas capacidades son iguales el estado final se alcanzará cuando ambas capacidades se encuentren cargadas a la misma tensión que será aproximadamente la mitad de la tensión ($V_X/2$) a la que se encontraba cargada una de las capacidades en el estado I (V_X). Después de esta transición y pese a que la tensión del transformador es cero, ambos *Rectificadores Síncronos* se encuentran conduciendo dado que sus respectivas tensiones de puerta-fuente son positivas, de valor $V_X/2$. Es importante resaltar en este momento que la carga de una de las capacidades se produce con parte de la energía que se encuentra almacenada en la otra capacidad, reduciéndose de esta forma las pérdidas de excitación.



a) Estado I: Tensión en el transformador no nula: Un RS encendido y el otro apagado.

b) Estado II: Tensión en el transformador nula: Ambos RSs encendidos.

Figura 3.3. Funcionamiento del nuevo circuito de Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único

Por lo tanto, si el transformador se excita simétricamente con una forma de onda como la mostrada en la figura 3.2, b, y los *Rectificadores Síncronos* se controlan con el nuevo circuito de *RSA de devanado único* (figura 3.2, a), los MOSFETs conducen siempre que deben hacerlo y nunca cuando no deben. Cuando existe tensión en el transformador sólo conduce aquel *RS* que debe hacerlo, estando excitado con toda la tensión del devanado auxiliar (V_X); cuando la tensión del transformador es cero (tiempos muertos) ambos *Rectificadores Síncronos* conducen con una tensión ($V_X/2$) que es la mitad de la que se aplica cuando sólo conduce uno. Aunque la tensión en la puerta durante este tiempo es la mitad de la tensión máxima, los MOSFETs de baja resistencia en conducción (3mΩ-10mΩ) están completamente encendidos en ambos niveles. De hecho, la tensión umbral de estos dispositivos es muy baja alrededor de 2V, y a partir de 5V de tensión de puerta fuente ya presentan una resistencia en conducción muy baja. Además, durante los tiempos muertos, la corriente que circula por cada uno de los *Rectificadores Síncronos* es la mitad de la que circula cuando sólo conduce uno.

3.2.2 ANÁLISIS CON GOBIERNO ASIMÉTRICO DEL TRANSFORMADOR

Si el transformador se excita de forma asimétrica, como ocurre con topologías como el *Forward con Enclavamiento Activo* o el *Medio Puente con Control Complementario*, el resultado de usar el nuevo circuito es muy diferente. De hecho, el

nuevo circuito de *Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único* no se puede usar con topologías que excitan asimétricamente al transformador.

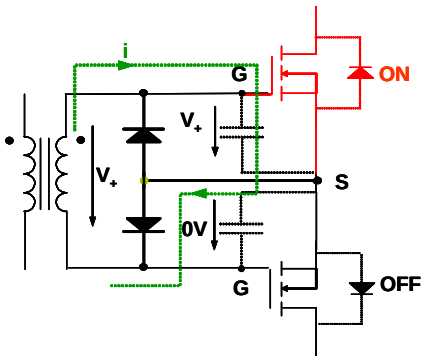
En la figura 3.4, c se muestra un ejemplo de cómo es la tensión del transformador cuando se excita asimétricamente. Se distinguen dos estados diferentes dependiendo de si la tensión es positiva (V_+) o si la tensión es negativa (V_-). Dado que el tiempo que la tensión es positiva es menor que el tiempo en que la tensión es negativa, la tensión V_+ ha de ser mayor que el valor absoluto de la tensión V_- para que así se cumpla el balance voltios·segundo en el transformador. Para entender cómo funciona el circuito se ha de estudiar, al igual que con excitación simétrica del transformador, qué ocurre en cada uno de los estados. Este análisis se va a hacer para el caso en que $|V_+|>|V_-|$, si bien el resultado sería totalmente análogo si se estudiase el caso complementario:

- *Estado I*: siendo el estado anterior el estado II (estado en el que la tensión del transformador es cero y las capacidades puerta-fuente de ambos *RSs* se encuentran cargadas a un cierto valor), cuando la tensión del transformador pasa a ser positiva, circula una corriente (figura 3.4, a) que carga la capacidad del *Rectificador Síncrono* que va a conducir y descarga la capacidad del otro, hasta que la tensión puerta-fuente de este segundo *Rectificador Síncrono* intenta hacerse negativa momento en el que entra a conducir el diodo que se encuentra en paralelo. Por lo tanto, cuando la tensión es positiva, toda la tensión del devanado auxiliar se aplica a la puerta–fuente del *Rectificador Síncrono* que conduce (V_+), mientras que la tensión puerta–fuente del *Rectificador Síncrono* que está apagado se encuentra prácticamente a cero, enclavada a –0'6V por el diodo en paralelo correspondiente.
- *Estado II*: siendo el estado anterior el estado I (estado en el que la capacidad puerta-fuente de uno de los *RSs* se encuentra cargada a la tensión impuesta por el devanado auxiliar (V_+) y la capacidad del otro *RS* se encuentra prácticamente a cero voltios, alrededor de -0'6V), el transformador pasa a imponer tensión negativa (V_-) en el devanado auxiliar. En este instante se produce una circulación de corriente, tal y como se indica en la figura 3.4, b, que va descargando la capacidad del MOSFET que conducía en el estado I y al mismo tiempo va cargando la capacidad del MOSFET que estaba apagado en el estado anterior. Sin embargo, y dado que la tensión a la que se encuentra cargado inicialmente el MOSFET (V_+) es mayor, en valor absoluto, que la tensión impuesta por el transformador (V_-), el estado final se alcanza sin

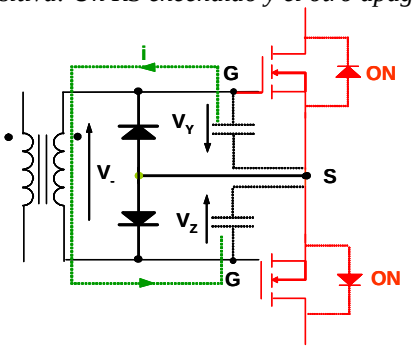
descargar totalmente la capacidad de este MOSFET, quedándose cargado con una cierta tensión positiva (V_Y), y existiendo la posibilidad de que conduzca este MOSFET cuando no debería hacerlo. La tensión a la que se quedan cargados cada uno de los MOSFETs (V_Y y V_Z en la figura 3.4, b) son:

$$V_Y = \frac{V_+ - V_-}{2} \qquad \textit{Ecuación 3.1}$$

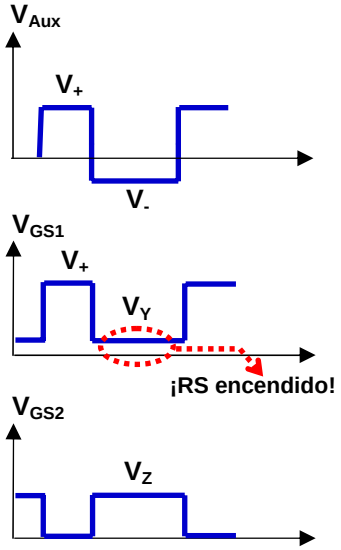
$$V_Z = \frac{V_+ + V_-}{2} \qquad \textit{Ecuación 3.2}$$



a) Estado I: Tensión en el transformador positiva: Un RS encendido y el otro apagado.



b) Estado II: Tensión en el transformador negativa: ¡Ambos RSs encendidos!



c) Excitación Asimétrica del transformador: Formas de onda

Figura 3.4. Análisis del nuevo circuito de Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único con excitación asimétrica del transformador.

Por lo tanto cuando el transformador se excita asimétricamente, $|V_+| > |V_-|$, **el nuevo circuito de *Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único* no se puede utilizar** ya que existe el riesgo de producir conducción cruzada durante uno de

los estados al dejar cargada positivamente la capacidad de puerta de ambos *RSs* cuando sólo debería conducir uno de los *RSs*. Para que este circuito de *Rectificación Síncrona* funcione adecuadamente, las capacidades de puerta de ambos *RSs* deben de manejar la misma energía, condición que no se cumple cuando se excita asimétricamente el transformador.

3.2.3 NUEVO CIRCUITO DE *RSA* CON DEVANADO ÚNICO: RESUMEN Y APLICACIÓN.

El funcionamiento del nuevo circuito de *Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único* (figura 3.2, a) que se propone en este trabajo se caracteriza principalmente por el hecho de que cuando tiene lugar una transición en la tensión del transformador el mismo flujo de corriente pasa a través de las capacidades de puerta-fuente de ambos *RSs*, cargando una mientras se descarga la otra. Gracias a este hecho este circuito presenta dos importantes ventajas:

- Teóricamente toda la energía almacenada en una capacidad se transfiere a la otra, reduciendo las pérdidas de excitación.
- Además, y probablemente lo más importante, si hay tiempos muertos en la forma de onda de tensión del transformador, ambos *RSs* conducen durante estos tiempos (figura 3.2, b). De nuevo este hecho es debido a que la descarga de un MOSFET implica la carga del otro, quedando la carga de puerta de ambas capacidades a la misma tensión mientras la tensión del transformador es cero.

Desde el punto de vista de la aplicación, la principal ventaja de este nuevo circuito de *Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único* radica en el hecho que **permite aplicar las técnicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* a topologías de respuesta dinámica rápida** gracias a la circunstancia de que **ambos *Rectificadores Síncronos* conducen durante los tiempos muertos del transformador**. La proyección industrial de este circuito se entiende muy bien si se recuerda que las nuevas cargas electrónicas imponen respuestas dinámicas rápidas, lo que lleva a usar topologías que gobiernen simétricamente el transformador (apartado 1.4 y capítulo 4) como el Medio Puente, Puente Completo, Push Pull, etc., topologías donde los circuitos clásicos de *RSA* no son aplicables y por lo tanto este nuevo circuito aparece como una interesante alternativa.

Como se ha analizado antes, este nuevo esquema Autoexcitado funciona apropiadamente sólo si la tensión del transformador es simétrica ya que la energía manejada por cada capacidad parásita tiene que ser la misma. Así, este nuevo esquema puede aplicarse a cualquier topología alimentada en tensión que excite simétricamente al transformador (Push Pull, Medio Puente,...) incluso con un amplio rango de tensión de entrada. También puede aplicarse a *Forward con enclavamiento activo* y *Medio puente con control complementario* aunque sólo si el ciclo de trabajo es permanentemente del 50%. En topologías que exciten asimétricamente el transformador este nuevo circuito no se puede utilizar. Sin embargo, esta limitación no es importante dado que los esquemas clásicos de *RSA* son perfectamente válidos para estas topologías asimétricas. Precisamente, el circuito propuesto en este trabajo funciona adecuadamente con las topologías simétricas, donde los circuitos clásicos no son válidos.

En topologías alimentadas en corriente, como el Push Pull alimentado en corriente o el Puente Completo alimentado en corriente, esta nueva técnica no es aplicable, aunque el transformador es gobernado simétricamente, dado que durante los tiempos muertos la corriente circula por primario y por tanto los rectificadores síncronos no han de conducir en estos periodos. Sin embargo esta limitación no es muy importante dado que este tipo de topologías no son muy apropiadas para las aplicaciones de baja tensión de salida y alta corriente.

Como se puede adivinar, **el punto más crítico para obtener un buen funcionamiento** de este nuevo circuito radica en el **acoplamiento del devanado auxiliar con el resto de devanados del transformador**. Al igual que ocurre en el esquema clásico de *RSA* con devanados auxiliares, la correcta sincronización de las señales de control de los *RSs* con las señales de potencia depende en gran medida de que se consiga un buen acoplamiento entre todos los devanados. En la siguiente sección se analiza esta circunstancia con mayor detalle.

En la figura 3.5 se muestra la topología *Medio Puente con Rectificación Síncrona* donde los *RSs* se excitan con el nuevo *esquema de RSA de devanado único*. Como se puede observar, se ha conectado una resistencia en paralelo con el diodo y con la puerta-fuente de cada uno de los *RSs*. Como se verá en la siguiente sección, la principal función de estas resistencias es ayudar a ecualizar los niveles de tensión de puerta fuente.

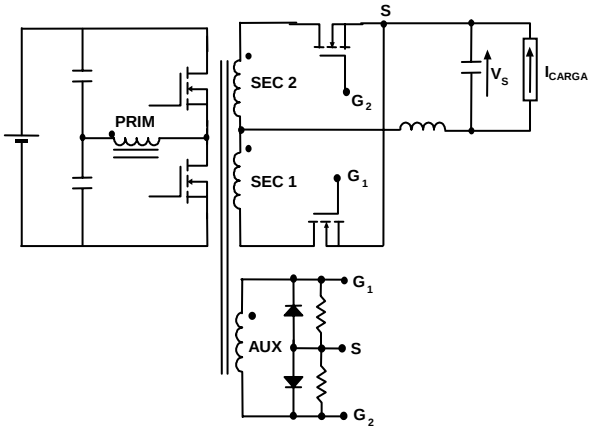


Figura 3.5. Convertidor Medio Puente con el nuevo esquema de Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único.

3.3 Influencia del acoplamiento del devanado auxiliar

Como se ha comentado anteriormente, el **acoplamiento del devanado auxiliar con el resto de devanados del transformador es crítico para obtener un buen comportamiento del nuevo circuito de *RSA* de devanado único.**

En el esquema clásico de *RSA* con devanados auxiliares la correcta sincronización de las señales de control de los *RSs* con las señales de potencia depende en gran medida de que se consiga un buen acoplamiento entre todos los devanados.

Sin embargo, la influencia del acoplamiento en el *nuevo circuito de Rectificación Síncrona Autoexcitada* es todavía más importante, ya que no sólo afecta a la sincronización de las señales de control y potencia, sino que también afecta al funcionamiento básico del circuito. Al hablar de funcionamiento básico nos referimos a que se puedan obtener o no las formas de onda (figura 3.2, b) que en teoría proporciona el circuito y que representan la gran aportación de este circuito respecto de los *esquemas clásicos de RSA*.

Como ya se ha explicado, cuando un *RS* está apagado, el diodo conectado entre puerta y fuente debe enclavar la tensión de puerta alrededor de los –0'6 V (figura 3.2). Sin embargo, y tal como se va a analizar en esta sección, **si el devanado auxiliar no está bien acoplado** la tensión de puerta del *RS* puede ser ligeramente positiva en vez de enclavarse en los –0'6 V. Este desequilibrio puede provocar que **alguno de los *RSs* se encuentre encendido cuando debería estar apagado,** produciendo un funcionamiento indeseado del circuito. Esta situación se hace especialmente crítica cuando se emplean MOSFETs que tienen una tensión umbral baja.

Para evitar que tenga lugar este desequilibrio **el diseño del transformador es crítico, garantizando un buen acoplamiento entre el devanado auxiliar y el resto de los devanados**. Para poder comprender este fenómeno y poder diseñar adecuadamente el transformador se va a analizar teóricamente y mediante simulaciones la influencia de los parámetros principales de este circuito. Este análisis se va a realizar en un "*Convertidor de Pruebas*".

3.3.1 CONVERTIDOR DE PRUEBAS: PROTOTIPO I

Para analizar la influencia de los principales parámetros que influyen en las prestaciones de la *nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada* se ha diseñado, simulado y construido un convertidor de baja tensión de salida. Tanto a nivel de simulación como a nivel experimental este convertidor se ha probado con

diferentes transformadores, en los que se va variando el acoplamiento entre los diferentes devanados. Este análisis va a permitir determinar cuál es la influencia y el papel que juega el acoplamiento entre los distintos devanados, obteniendo reglas de diseño que permitan un correcto funcionamiento de la *nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada*.

La topología elegida para hacer el análisis es un *Medio Puente con Rectificación Síncrona* en el que los *RSs* se excitan con la nueva técnica (figura 3.5). En la tabla 3.1 se muestran las principales especificaciones del prototipo, que se construyó sobre una tarjeta de circuito impreso estándar de 12 capas de cobre; el espesor de cada capa de cobre es de 70 μm y el espesor de cada capa de aislante es de 170 μm.

Tabla 3.1.

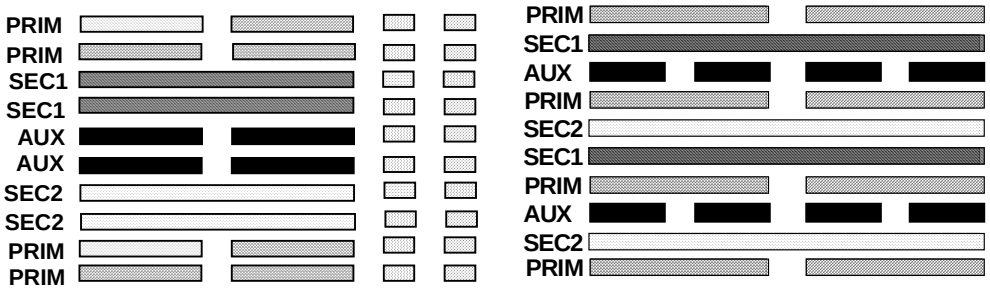
ESPECIFICACIONES DEL PROTOTIPO I

Tensión de entrada	36 V – 72 V
Tensión de salida	1'5 V
Potencia	15 W
Dimensiones	50mm ×30mm ×10mm
Frecuencia de conmutación	150kHz
Rendimiento	87 %

Los MOSFETs de primario son de de 80V y están encapsulados los dos juntos en un SO8 (Si4980DY de Vishay). En la etapa de Rectificación Síncrona se han puesto en paralelo dos MOSFETs en cada rama y el encapsulado de cada MOSFET es un SO8 (Si4410DY de Vishay).

El prototipo utiliza un transformador de perfil bajo (núcleo EE18) integrado en la PCB de 12 capas, por lo que los conductores son planos en vez de redondos y se encuentran distribuidos entre las diferentes capas de la PCB. El hecho de que los conductores sean planos permite optimizar el comportamiento del transformador [48] reduciendo los efectos de alta frecuencia y facilitando el uso de técnicas de entrelazado para mejorar el acoplamiento de los devanados del transformador. En la figura 3.5 se muestran los cuatro devanados del transformador: hay un devanado primario (PRIM), dos devanados secundarios (SEC1 y SEC2) y un devanado auxiliar (AUX) que se usa para gobernar los Rectificadores Síncronos. La relación de vueltas es 8:1:1:4, 8 vueltas de primario, una vuelta de cada secundario y 4 vueltas del devanado auxiliar. Para mejorar el acoplamiento entre los devanados se utilizan técnicas de entrelazado.

Con el objetivo por un lado de evidenciar el problema que genera un mal acoplamiento en el funcionamiento del nuevo esquema de *RSA* y por otro lado de permitir analizar qué acoplamientos son críticos, el prototipo se ha probado con dos transformadores planos: Transformador A y Transformador B (figura 3.6) con diferentes acoplamientos entre sus devanados. El núcleo magnético (EE18) y la tecnología PCB son los mismos para ambos transformadores, la diferencia entre los transformadores está en el entrelazado de los devanados. El Transformador A tiene un devanado de alimentación a la derecha (figura 3.6, a), que se utiliza para generar la tensión auxiliar que alimenta el control del convertidor. Este devanado afecta a las prestaciones del transformador y se debe tener en cuenta en el diseño. Su influencia se analiza mediante simulaciones en la sección 3.3.3.



a) Transformador A *b) Transformador B*

Figura 3.6. Entrelazado de los transformadores que se han construido.

En ambos transformadores se han utilizado técnicas de entrelazado. En el Transformador A, el devanado auxiliar está pegado a los secundarios, lo que implica un buen acoplamiento entre ambos. En este transformador el devanado primario está también bastante bien acoplado con los secundarios pero está muy alejado y por tanto mal acoplado del devanado auxiliar. En el transformador B no se ha priorizado ningún acoplamiento en particular, sino que se han acoplado unos devanados con otros intentando acoplar lo mejor posible todos con todos.

Es interesante observar que, comparado con el Transformador B, **el Transformador A tiene peor acoplamiento entre el devanado auxiliar y el devanado primario**. En el Transformador B las capas de devanado auxiliar están cerca de alguna capa de primario mientras que en el transformador A las capas de auxiliar están lejos de las capas de primario. De hecho en el ensayo de cortocircuito, alimentando desde el devanado auxiliar y cortocircuitando el devanado primario, la inductancia de cortocircuito que se ha medido es de 140nH a 150kHz en el

Transformador A, mientras que este mismo ensayo realizado en el Transformador B ha dado alrededor de 40nH a la misma frecuencia (150kHz).

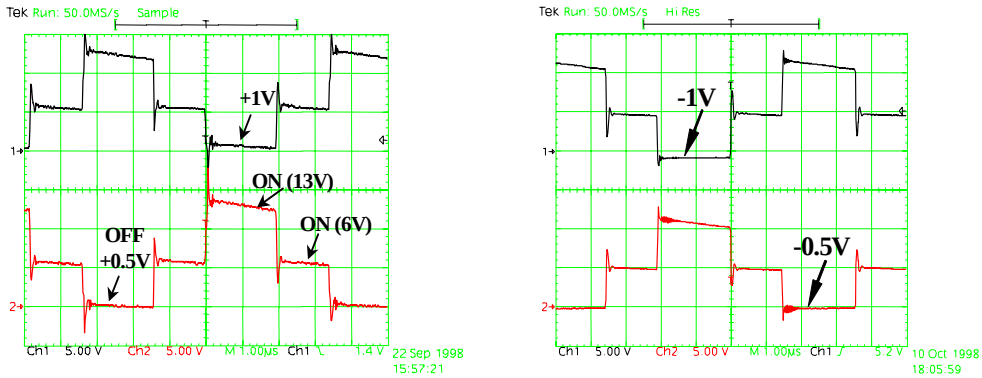
La figura 3.7 muestra la forma de onda de tensión puerta – fuente medida en los *RSs* cuando se utiliza el Transformador A (izquierda) y el Transformador B (derecha). Estas formas de onda han sido obtenidas con el convertidor operando a plena carga, siendo la tensión de entrada de 48V. En un primer análisis las señales que se obtienen con ambos transformadores son correctas y confirman el funcionamiento del *nuevo circuito de RSA con devanado único*. Cuando existe tensión en el transformador uno de los *RSs* se encuentra activo, siendo su tensión de puerta-fuente de 13V, y el otro está apagado. Durante los tiempos muertos y aunque la tensión del transformador es cero, los dos *RSs* están activos con una tensión de puerta-fuente de 6V.

Sin embargo, al analizar las formas de onda correspondientes al Transformador A más en detalle se observa que cuando un *Rectificador Síncrono* debe estar apagado su tensión de puerta-fuente es ligeramente positiva (1V) en vez de ser ligeramente negativa (–1V) y enclavada por el diodo. Al ser la tensión ligeramente positiva existe el riesgo de que el MOSFET se ponga a conducir cuando debe estar apagado, produciéndose la destrucción del convertidor. De hecho, este desplazamiento positivo de la tensión de puerta aumenta con la tensión de entrada y, para tensiones de entrada próximas a 72V, el desplazamiento positivo es superior a la tensión umbral del MOSFET, entrando a conducir los *RSs* cuando deberían estar apagados. Es importante recordar que en el Transformador A el acoplamiento que está más desfavorecido es el del devanado auxiliar con el primario.

Por otro lado, el *circuito de RSA con devanado único* funciona correctamente con el Transformador B. Como se observa en la figura 3.7 b, el circuito trabaja apropiadamente y cuando los *RSs* han de estar apagados su tensión de puerta-fuente es ligeramente negativa, alrededor de –1V, ya que el diodo enclava esta tensión y garantiza el apagado del Rectificador Síncrono correspondiente. La diferencia fundamental entre los transformadores A y B está en el acoplamiento del devanado auxiliar con el primario, encontrándose mejor acoplados en el Transformador B. Aunque este fenómeno se va a estudiar en profundidad a continuación, de este primer análisis experimental se pueden extraer dos conclusiones preliminares:

- **El *nuevo circuito de RSA con devanado único* funciona correctamente**, si bien es muy sensible a que se acoplen adecuadamente los devanados del transformador.

- **Un buen acoplamiento del devanado auxiliar con el devanado primario es crítico** para permitir que el diodo enclave la tensión cuando el *RS* debe estar apagado.



a) Transformador A. *b) Transformador B.*

Figura 3.7. Tensión puerta-fuente medida en los RSs cuando se utiliza el Transformador A y el Transformador B. Tensión de entrada 48V (5V/div, 1µs/div).

3.3.2 INFLUENCIA DE LOS PRINCIPALES PARÁMETROS: ANÁLISIS TEÓRICO.

Como se ha visto en el análisis anterior, el nuevo circuito de *RSA* funciona correctamente pero es muy sensible al acoplamiento de los devanados del transformador. En particular, el acoplamiento entre los devanados primario y auxiliar afecta en gran medida al correcto funcionamiento de este circuito. Además de este efecto existen otros parámetros que afectan al comportamiento del circuito. En esta sección se analiza teóricamente cuál es el efecto de los distintos parámetros del circuito de excitación y por qué se produce el desplazamiento positivo de tensión cuando el *RS* debe estar apagado.

Para entender este problema de desplazamiento positivo de la tensión, se va a analizar el circuito simplificado de la figura 3.8. En este circuito se representa el transformador como una fuente de tensión pulsante ideal, con una resistencia (R_S) y una inductancia (L_S) en serie que modelan la impedancia que se ve desde el devanado auxiliar cuando se cortocircuita el devanado primario. Por lo tanto, la inductancia serie representa el acoplamiento entre los devanados primario y auxiliar, cuanto mejor sea este acoplamiento, menor será el valor de la inductancia. Las resistencias R_{P1} y R_{P2} son

resistencias que se conectan en paralelo para ayudar a ecualizar las tensiones, como se verá a lo largo de este análisis.

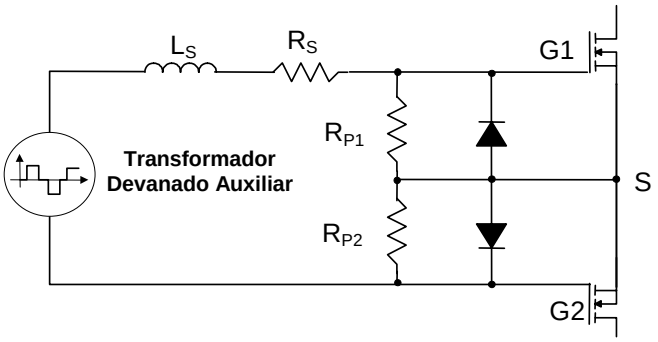


Figura 3.8. Circuito simplificado de excitación.

Desde el punto de vista del circuito de excitación, el parámetro de los MOSFETs que afecta de forma más importante es la capacidad parásita de entrada que se ve entre puerta y fuente. Asumiendo que esta capacidad es constante, en la figura 3.9 se representa el circuito simplificado sustituyendo los MOSFETs por sus correspondientes capacidades parásitas de entrada.

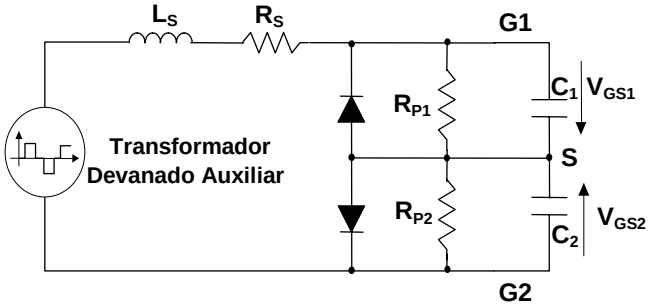
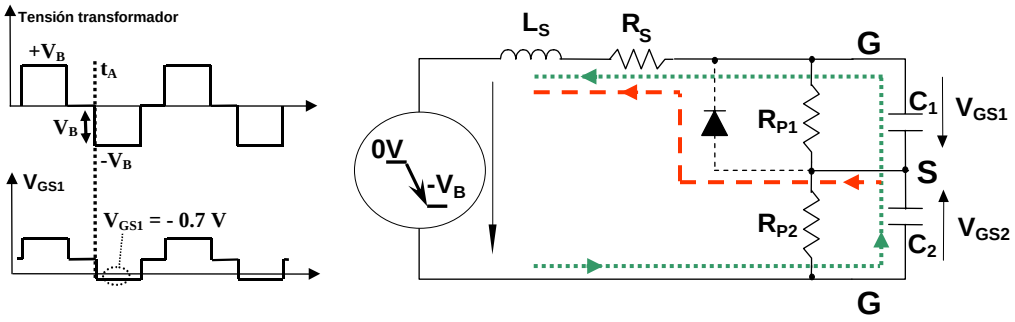


Figura 3.9. Circuito de excitación simplificado con capacidades parásitas de los MOSFETs

En la figura 3.10 se representa el funcionamiento teórico que debe tener el circuito, destacando la transición que tiene lugar cuando se apaga un Rectificador Síncrono (por ejemplo, el instante de tiempo t_A). El estado anterior al apagado de uno de los Rectificadores Síncronos es siempre el mismo, los dos *RSs* están conduciendo por lo que las dos capacidades, C_1 y C_2, están cargadas positivamente y aproximadamente al mismo valor ($V_B/2$). En el instante de tiempo t_A el transformador impone un escalón de tensión de valor V_B, desde 0V a $-V_B$; en este instante circula una corriente (línea de puntos en la figura 3.10, b) que carga la capacidad C2 desde $V_B/2$

hasta V_B y al mismo tiempo descarga la capacidad C1 desde $V_B/2$ hasta -0'7V. En el momento en el que el diodo enclava la tensión del condensador C1 a -0,7V la corriente ya no circula a través de la capacidad C1 y lo hace por el diodo (línea discontinua en la figura 3.10, b). El papel que desempeñan las resistencias en paralelo (R_{P1} y R_{P2}) es muy importante para permitir que el diodo conduzca y por tanto enclave la tensión de la capacidad correspondiente al *RS* que está apagado. Al tener conectadas estas resistencias en paralelo las capacidades de los MOSFETs se van a ir descargando lentamente sobre ellas, lo cual va a garantizar que exista una corriente (línea de puntos en la figura 3.10, b) proporcionada por el transformador para mantener la tensión V_{GS2}-V_{GS1} al valor (V_B) impuesto por el mismo. Esta corriente va a asegurar que la descarga de la capacidad C_1 va a continuar hasta que se alcance el valor de -0'7V, momento en que pasa el diodo a conducir la corriente del transformador que recarga la capacidad C_2.



a) Formas de onda *b) Circuito simplificado: transición t_A*

Figura 3.10. Funcionamiento teórico del nuevo circuito de RSA: detalle del apagado de uno de los RSs.

El valor de estas resistencias en paralelo (R_{P1} y R_{P2}) debe ser por un lado lo más alto posible para reducir las pérdidas a que dan lugar y, por otro debe ser suficientemente pequeño para garantizar que el diodo enclave la tensión del *RS* que está apagado. Tal y como se va a analizar más adelante, su diseño va a ser un compromiso entre las pérdidas que generan y el correcto funcionamiento del circuito.

Las formas de onda representadas en la figura 3.10 se corresponden con el funcionamiento teórico de un circuito ideal, sin elementos parásitos como la inductancia serie (L_S). Sin embargo, cuando se produce el escalón de tensión en el transformador, la tensión en las capacidades de los *RSs* no evoluciona limpiamente sino que se produce una resonancia entre la inductancia serie (L_S) y el equivalente serie de las capacidades de entrada de los *RSs*. La figura 3.11 representa, de forma

aproximada, la evolución de la tensión de entrada del *Rectificador Síncrono* que se va a apagar cuando no se diseña adecuadamente el circuito de *RSA de devanado único*. Al producirse el escalón de tensión, la frecuencia de la resonancia que tiene lugar es muy alta y no da tiempo a que el diodo conduzca y enclave la tensión durante el primer pico de tensión negativa (intervalo A en la figura 3.11), volviendo la tensión a ser positiva y corriendo el riesgo de que el circuito encuentre el equilibrio con un cierto desplazamiento positivo de la tensión.

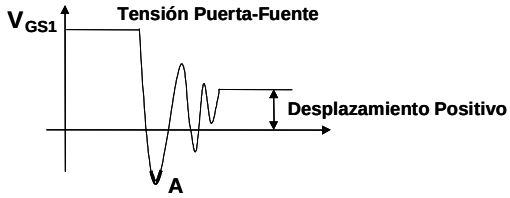


Figura 3.11. Evolución de la tensión puerta-fuente del RS que se va a apagar cuando no se diseña adecuadamente el circuito de excitación.

Para poder determinar cuál es la evolución de la tensión cuando se produce el escalón de tensión en el transformador y poder, por tanto, determinar la influencia de los parámetros que entran en juego y así poder diseñar adecuadamente el *nuevo circuito de RSA*, se va a estudiar con exactitud el circuito que tiene lugar durante esta transición. Asumiendo que las capacidades de entrada de los *RSs* (C_1 y C_2) son iguales y que también lo son las resistencias (R_{P1} y R_{P2}) dispuestas en paralelo con las capacidades, el circuito equivalente que determina la evolución de la tensión de las capacidades se puede simplificar como se muestra en la figura 3.12. En este circuito la capacidad C es el equivalente serie de las capacidades de entrada, C_1 y C_2, de los *RSs*, y la resistencia R_P es el equivalente serie de las resistencias en paralelo R_{P1} y R_{P2}. El escalón de tensión del transformador se modela con una fuente de tensión ideal de valor V_B y un interruptor en serie que se cierra en el instante que se produce el escalón que apaga uno de los *RSs*. Como ya se ha dicho la impedancia serie del devanado auxiliar se modela con la inductancia serie (L_S) y la resistencia serie (R_S).

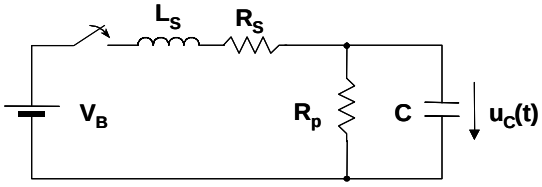


Figura 3.12. Circuito equivalente cuando el transformador impone un escalón de tensión de valor V_B.

Utilizando este circuito equivalente podemos hacer un análisis simplificado que nos permite determinar cuál es la influencia, en las prestaciones del *nuevo circuito de RSA*, del acoplamiento entre el devanado primario y el auxiliar así como la de otros parámetros importantes como las resistencias paralelas, las capacidades parásitas de entrada de los *RSs*, la resistencia serie y el nivel del escalón de tensión V_B. Las conclusiones extraídas de este análisis se han validado mediante resultados experimentales.

El circuito de la figura 3.12 se corresponde con un sistema de segundo grado estándar, que se analiza en [3]. La oscilación de la tensión de la capacidad C, viene dada por la ecuación:

$$u_c(t) = V_B \cdot k \cdot \left[1 - \frac{e^{-\zeta \cdot \varpi_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t + \vartheta) \right] \qquad \textit{cuando } \mathbf{0 < \zeta < 1} \qquad \textit{Ecuación 3.3}$$

siendo:

$$k = \frac{R_p}{R_S + R_p} \qquad \textit{Ecuación 3.4}$$

$$\omega_n^2 = \frac{R_S + R_p}{L_S C \cdot R_p} \qquad \textit{Ecuación 3.5}$$

$$\zeta = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{C \cdot R_p} + \frac{R_S}{L_S} \right) \frac{1}{\sqrt{\frac{R_S + R_p}{L_S C \cdot R_p}}} \qquad \textit{Ecuación 3.6}$$

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \qquad \textit{Ecuación 3.7}$$

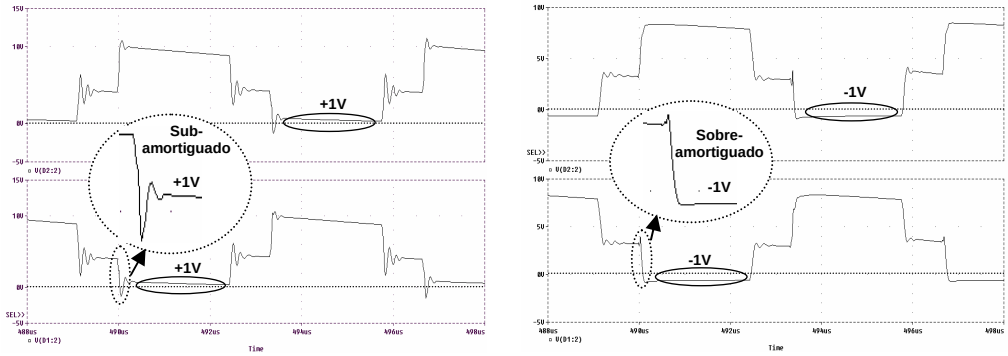
En las fuentes de alimentación conmutadas las transiciones de tensión son muy rápidas dado que trabajan con altas frecuencias (100kHz - 500kHz). Para que exista una buena sincronización entre las señales de potencia y control de los *RSs* las tensiones de excitación de éstos han de variar igual de rápido, lo que lleva, por diseño, a sistemas sub-amortiguados ($\mathbf{0 < \zeta < 1}$) desde el punto de vista del circuito de excitación que estamos estudiando. Así por ejemplo, en el convertidor de pruebas (sección 3.3.1) tanto con el Transformador A como con el Transformador B el sistema resulta sub-amortiguado. En los sistemas sub-amortiguados se producen oscilaciones, como las mostradas en la figura 3.11, hasta que la tensión alcanza su valor final, existiendo por tanto riesgo de funcionamiento incorrecto del circuito si se produce el desplazamiento positivo de la tensión de puerta-fuente. Por el contrario, si el sistema

pudiera ser sobre-amortiguado ($\zeta > 1$) no habría oscilaciones y la tensión evolucionaría más lentamente hasta que el diodo enclavase la tensión de la puerta. Sin embargo y como se va a ver más adelante, si se diseña el sistema para que sea sobre-amortiguado se pierde la sincronización de las señales de control de los *RSs* con las señales de potencia.

En la figura 3.13 se muestra la tensión de puerta-fuente de los *RSs* que se ha obtenido al simular el convertidor de pruebas con un modelo del Transformador A. Este modelo del Transformador A es un modelo de parámetros distribuidos que se ha obtenido utilizando el programa PEmag [49]. Usando el Transformador A el sistema resulta sub-amortiguado ($\zeta = 0.04$) y, como puede verse en la simulación (figura 3.13, a), al producirse el escalón de tensión la tensión de puerta-fuente oscila y finalmente se queda con un cierto valor positivo (+1V) que no garantiza el apagado del *Rectificador Síncrono*. Teóricamente el sistema se puede sobre-amortiguar fácilmente, sólo hay que aumentar la resistencia en serie (R_S) con el devanado auxiliar. La resistencia parásita del devanado auxiliar es muy pequeña, sin embargo si se coloca en serie con el devanado una resistencia de valor 15Ω el sistema se vuelve sobre-amortiguado ($\zeta = 1.14$). Como puede verse en la figura 3.13, b la tensión de puerta-fuente ya no oscila, evolucionando más lentamente hacia -1V, instante en que el diodo enclava esta tensión. Desde el punto de vista del circuito de excitación sobre-amortiguar el sistema es sencillo y permite fácilmente asegurar el enclavamiento del diodo; sin embargo, tal y como se analiza en la sección 3.3.2.3, al aumentar la resistencia serie se retrasa la señal de excitación de los *RSs* respecto de la señal de potencia, lo que origina un mal funcionamiento del convertidor y hace que esta solución sea finalmente inviable.

Dado que la opción de sobre-amortiguar el sistema queda finalmente descartada, se va a estudiar a continuación **cómo se puede conseguir que el diodo enclave la tensión a -1V aún siendo el sistema sub-amortiguado**. Para gobernar correctamente los *RSs*, siendo el sistema sub-amortiguado, lo que se debe conseguir es que las oscilaciones se amortigüen lo antes posible, facilitando así que el diodo enclave la tensión. Es la **constante de amortiguamiento** ($\zeta \cdot \omega_n$) la que nos proporciona esta información, de forma que cuanto más alta sea esta constante más rápidamente se amortiguan las oscilaciones del sistema sub-amortiguado. La constante de amortiguamiento viene dada por la siguiente expresión:

$$\zeta \cdot \omega_n = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{C \cdot R_p} + \frac{R_S}{L_S}\right) \qquad \textit{Ecuación 3.8}$$



a) Sistema sub-amortiguado: $\zeta = 0.04$ *b) Sistema sobre-amortiguado* $\zeta = 1.14$

Resistencia serie = 15Ω

Figura 3.13. Tensión puerta-fuente de los RSs obtenidas mediante simulación basada en el Transformador A

A continuación se va a analizar cómo influyen los parámetros R_P, C, R_S y L_S en la constante de amortiguamiento para poder así diseñar correctamente el *nuevo circuito de RSA*.

De los dos términos, $\frac{1}{C \cdot R_p}$ y $\frac{R_S}{L_S}$, de la constante de amortiguamiento, es el segundo término ($\frac{R_S}{L_S}$, que depende de la inductancia serie) el que determina el valor de la constante de amortiguamiento en los sistemas que se consideran en este análisis (fuentes de alimentación con Rectificación Síncrona). Así por ejemplo, para el convertidor de pruebas con el Transformador A, el término $\frac{R_S}{L_S}$ es aproximadamente 50 veces más grande que el término $\frac{1}{C \cdot R_p}$; al sumarse los dos términos, la influencia de este último en el valor de la constante de amortiguamiento es despreciable, por lo que se puede decir que en los sistemas donde se aplica el *nuevo circuito de RSA* la constante de amortiguamiento se puede simplificar como:

$$\zeta \cdot \omega_n \approx \frac{1}{2}\frac{R_S}{L_S} \qquad \textit{Ecuación 3.9}$$

De este razonamiento se desprende que para aumentar de forma efectiva la constante de amortiguamiento quedan sólo dos posibilidades, o bien se incrementa el

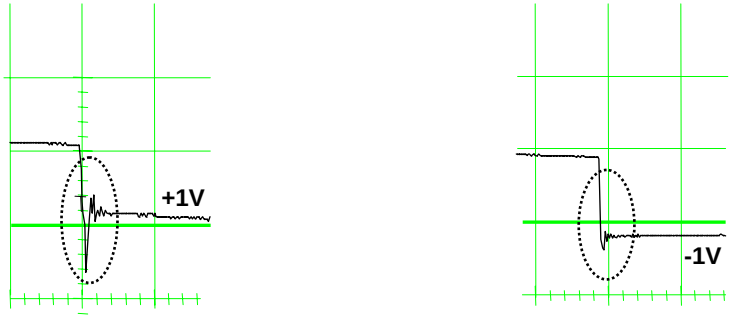
valor de la resistencia serie o bien se reduce la inductancia serie. Si la resistencia serie se incrementa (sección 3.3.2.3), la señal de control se retrasa respecto de la de potencia, perdiéndose el sincronismo de estas señales. Por lo tanto, el valor de la resistencia serie se puede variar muy poco, **quedando casi como único parámetro de control el diseñar el circuito con una inductancia serie (L_S) suficientemente pequeña**. A diferencia del incremento de la resistencia serie, al reducir la inductancia serie se aumenta la constante de amortiguamiento y al mismo tiempo se mejora el sincronismo de las señales de potencia y control.

3.3.2.1 Influencia de la inductancia serie

Para analizar la influencia de la inductancia de dispersión y cuantificar qué valor se puede considerar como suficientemente pequeño se va a comparar el funcionamiento del convertidor de pruebas con el Transformador A y con el Transformador B. Como ya se comentó, estos dos transformadores presentan diferentes acoplamientos entre los distintos devanados. En particular, el acoplamiento entre el devanado primario y el auxiliar es mejor en el Transformador B, siendo la inductancia de cortocircuito (L_S) medida a 150kHz de valor 40nH, mientras que en el Transformador A, el acoplamiento de estos dos devanados es peor, siendo la inductancia L_S medida a la misma frecuencia de 140nH. La resistencia de cortocircuito (R_S) medida en ambos transformadores es alrededor de 200mΩ. Con estos valores, la constante de amortiguamiento con el Transformador B resulta ser $2'5*10^6\ s^{-1}$ mientras que la constante de amortiguamiento con el Transformador A es 3'5 veces más pequeña ($0'7*10^6\ s^{-1}$).

En la figura 3.7 ya se mostró cómo funcionaba el convertidor de pruebas con el Transformador A y el Transformador B. Estas medidas han sido tomadas en el mismo convertidor y sólo cambia el transformador que se utiliza en cada caso, por lo tanto, desde el punto de vista del *nuevo circuito RSA*, todos los parámetros son iguales (C, R_P y V_B) y sólo cambian los que dependen del transformador, fundamentalmente L_S. Con el Transformador B, que presenta mejor acoplamiento entre los devanados primario y auxiliar, el *nuevo circuito de RSA* funciona correctamente siendo su constante de amortiguamiento 3'5 veces más grande. En la figura 3.14 se muestra un detalle de las formas de onda de la figura 3.7, concretamente se muestra en detalle el apagado de uno de los *RSs* cuando se utiliza el Transformador A y el Transformador B. Esta figura (figura 3.14) muestra con gran claridad cómo, cuando se utiliza el Transformador B, las oscilaciones se amortiguan rápidamente, permitiendo que el diodo enclave la tensión cuando los MOSFETs han de estar apagados. Sin embargo, al

trabajar con el Transformador A en las mismas condiciones, la amplitud de las oscilaciones es más grande, dado que la constante de amortiguación es más pequeña, produciéndose el desplazamiento positivo de la tensión.



a) Transformador A: $\zeta \cdot \omega_n = 0{,}7 \cdot 10^6 \cdot s^{-1}$

b) Transformador B: $\zeta \cdot \omega_n = 2{,}5 \cdot 10^6 \cdot s^{-1}$

Figura 3.14. Tensión puerta-fuente medida en los RSs con el Transformador A y con el Transformador B: detalle del apagado de uno de los RSs.

De este análisis se concluye que **un parámetro clave para diseñar adecuadamente el *nuevo circuito de RSA* es el acoplamiento entre el devanado primario y el devanado auxiliar (inductancia L_S). Cuanto menor sea la inductancia serie, mayor será la constante de amortiguamiento.**

3.3.2.2 Influencia de la tensión de entrada

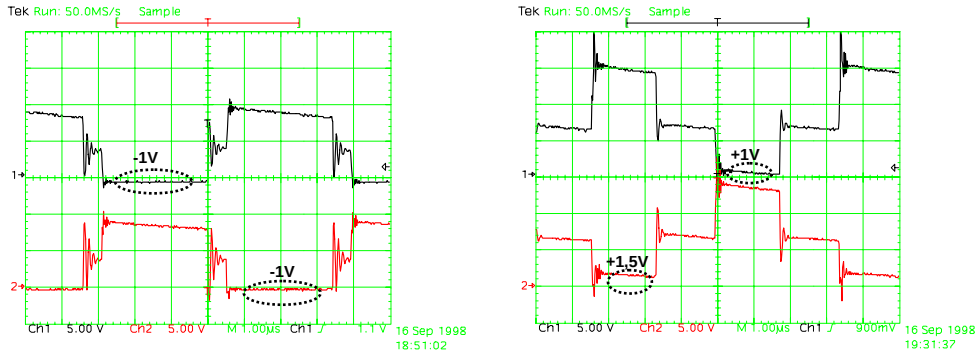
La tensión de entrada del convertidor repercute directamente en el escalón de tensión (V_B) que se produce en el circuito de excitación (figura 3.12). Así por ejemplo, en el convertidor Medio Puente, topología elegida para el convertidor de pruebas, la tensión del escalón es la de entrada dividida por 2 y afectada por la relación de vueltas que se tenga entre primario y auxiliar.

La tensión del escalón (V_B) no afecta, como se deduce de las ecuaciones, ni a que el sistema sea sub-amortiguado o sobre-amortiguado ni a la constante de amortiguación, pero sí afecta a la amplitud de la oscilación, como se deduce directamente de la ecuación 3.3. Si el valor del escalón de tensión (V_B) crece también crece la amplitud de la oscilación, lo cual puede evitar el enclavamiento del diodo y por tanto provocar el desplazamiento positivo de la tensión.

Por otro lado, la tensión de entrada no suele ser un valor fijo sino que tiene un cierto rango de variación. Para asegurarse que el *nuevo circuito de RSA* funciona bien habrá que hacerlo en el peor caso, que es para la tensión de entrada más alta. Así por

ejemplo, en el convertidor de pruebas la tensión de entrada puede variar entre 36V y 72V.

En la figura 3.15 se muestran las tensiones de puerta-fuente de los *RSs* medidas con el Transformador A. Lo primero que se debe destacar es que el *nuevo circuito de RSA* funciona correctamente con el Transformador A si la tensión de entrada es pequeña (36V, figura 3.15, a). Evidentemente la constante de amortiguación es la misma, pero al ser el escalón de tensión más pequeño la amplitud de la oscilación es más pequeña que cuando la tensión de entrada es de 48V (figura 3.7, a) permitiendo, cuando la entrada es de 36V, que el diodo enclave la tensión. Recuérdese que con 48V el Transformador A produce cierto desplazamiento positivo y el problema se agrava cuando se sube la tensión de entrada. En la figura 3.15, b la tensión de entrada es de 55V lo cual aumenta la amplitud de las oscilaciones e incrementa el desplazamiento positivo a +1'5V. Si se sube aún más la tensión de entrada el desplazamiento sube hasta poner en conducción los *RSs* cuando no deberían, produciendo conducción cruzada y rompiendo el convertidor.



a) Tensión de entrada: 36V *b) Tensión de entrada: 55V*

Figura 3.15. Influencia de la tensión de entrada: Tensión Puerta-Fuente de los RSs medida con el Transformador A (5V/div, 1µs/div).

El *nuevo circuito de RSA* es muy sensible a la tensión de entrada del convertidor y se debe diseñar para que funcione correctamente con la máxima tensión de entrada.

3.3.2.3 Influencia de la resistencia serie

Al estudiar el circuito de la figura 3.12 se ha visto que sobre-amortiguar el sistema es muy sencillo si se aumenta el valor de la resistencia serie (ecuación 3.6).

Como ya se ha explicado, si al convertidor de pruebas con el Transformador A se le añade una resistencia serie de valor 15Ω, el sistema se sobre-amortigua ($\zeta = 1.14$) y el diodo enclava la tensión como muestra la simulación de la figura 3.13. Al hacer el ensayo experimental se obtuvieron los resultados que se observan en la figura 3.16, en la cual se muestra la tensión de puerta-fuente medida en los *RSs* al añadir una resistencia serie de 15Ω al Transformador A y siendo la tensión de entrada de 36V. Si se comparan estas formas de onda con las que muestra la figura 3.15 a, las cuales se obtuvieron en las mismas condiciones salvo que no se añadió ninguna resistencia, se puede ver claramente cómo la resistencia de 15Ω sobre-amortigua el sistema y las oscilaciones desaparecen por completo.

Al no oscilar el sistema el diodo enclava la tensión de puerta-fuente de los *RSs*, incluso a tensiones de entrada mayores de 36V. Añadiendo esta resistencia serie se evita que se produzca el desplazamiento positivo de la tensión de puerta que ocurre cuando trabajando con el Transformador A se incrementa la tensión de entrada (figura 3.15 a).

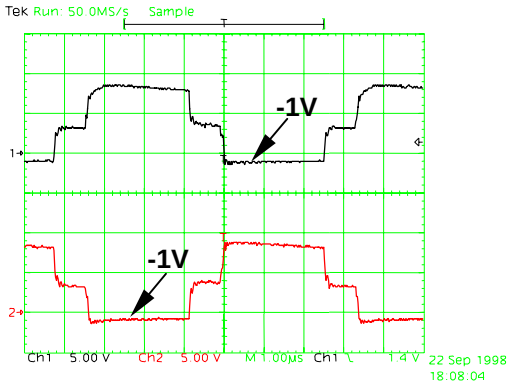
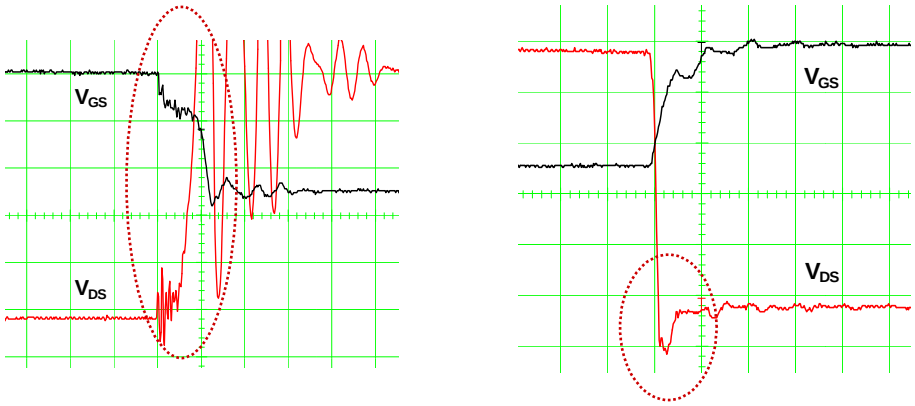


Figura 3.16. Tensión puerta-fuente medida en los RSs con el Transformador . Tensión de entrada 36V. Resistencia serie R_S = 15Ω (5 V/div, 1µs/div).

Sin embargo, el incremento de la resistencia serie produce otro efecto muy negativo, que es el retraso de la señal de excitación de los *RSs* respecto de la de potencia. En la figura 3.17 se muestra la tensión de puerta-fuente (señal de control) y drenador-fuente (señal de potencia) de uno de los *RSs* en los instantes de apagado y encendido. En los dos instantes se muestra claramente cómo la señal de control está retrasada respecto de la señal de potencia como consecuencia de añadir la resistencia R_S.

La transición de encendido del *RS* no es muy crítica (figura 3.17, b): al ir retrasada la señal de puerta respecto de la de potencia, la tensión del secundario del transformador fuerza a conducir al diodo parásito del *RS* antes de que la tensión del devanado auxiliar correspondiente encienda al MOSFET. Como resultado es el diodo parásito del MOSFET el que conduce la corriente durante este intervalo de tiempo. Esta conducción del diodo parásito se ve reflejada en la caída de tensión drenador-fuente, que es aproximadamente de 1V durante este intervalo (figura 3.17, b). Esta conducción del diodo incrementa algo las pérdidas pero no es muy significativa.

La transición más crítica es la del apagado del *RS* (figura 3.17, a): por un lado el *RS* está aún conduciendo como consecuencia de que la señal del devanado auxiliar aún mantiene al MOSFET encendido. Sin embargo, y al mismo tiempo, la tensión impuesta desde primario (señal de potencia) fuerza a conducir al diodo parásito del otro *RS*, produciéndose una situación de cortocircuito o conducción cruzada. El secundario del transformador se encuentra cortocircuitado mientras no se apague el MOSFET, incrementándose las pérdidas. De hecho, según se va incrementando la tensión de entrada, la condición de cortocircuito se va agravando hasta destruir el convertidor. Este proceso descrito se produce de igual forma cuando se utiliza *Rectificación Síncrona Externa* y está mal sincronizada.



a) Apagado del RS: conducción cruzada

b) Encendido del RS: conducción del diodo parásito

Figura 3.17. Tensión puerta-fuente y drenador-fuente de un RS. Tensión de entrada 36V. Resistencia serie R_S = 15Ω. La señal de control está retrasada respecto de la potencia

Por lo tanto, al incrementar el valor de la resistencia serie se consigue amortiguar la oscilación, facilitando el enclavamiento del diodo, pero al mismo tiempo se retrasa

la señal de control respecto de la de potencia. **Esta pérdida de sincronización restringe en gran medida la posibilidad de ajustar el *circuito de RSA* mediante este parámetro (R_S).**

3.3.2.4 Influencia de la capacidad C y la resistencia R_P

Estos dos parámetros, C y R_P, se estudian de forma conjunta puesto que están fuertemente relacionados. Como ya se dijo, la capacidad C es el equivalente serie de las capacidades parásitas de entrada de los *RSs*. Por tanto, el valor de C viene determinado por el número de MOSFETs que se pongan en paralelo en cada rama de la Rectificación Síncrona; a mayor número de MOSFETs, mayor valor de C. Por otra parte, en los convertidores de baja tensión de salida el número de MOSFETs que se pongan en paralelo depende fundamentalmente de la corriente de salida. Por lo tanto, el valor de la capacidad C viene determinado en gran medida por la corriente que deba suministrar el convertidor.

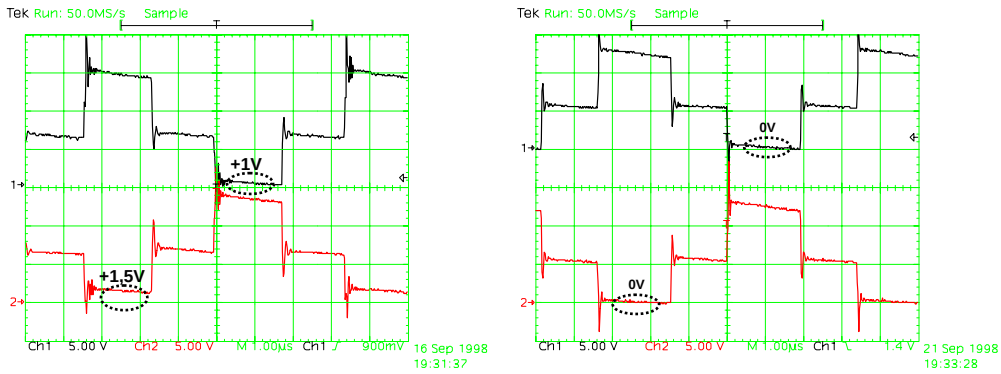
Por otro lado, la resistencia R_P viene dada por el equivalente serie de las resistencias R_{P1} y R_{P2}. Como ya se explicó (ver explicación de la figura 3.10) el papel que desempeñan estas resistencias en paralelo es muy importante para permitir que el diodo enclave la tensión de la capacidad correspondiente al *RS* que está apagado. Si existe desplazamiento positivo de la tensión, al tener conectadas estas resistencias en paralelo, la capacidad del *RS* que está apagado se va a ir descargando hasta que se alcance el valor de -0,7V, momento en que pasa el diodo a conducir. El único inconveniente de poner en paralelo una resistencia es que se aumentan las pérdidas de excitación: cuanto menor sea la resistencia, mayores serán las pérdidas a que da lugar.

Al existir cierto desplazamiento positivo de la tensión, es el producto $R_P \cdot C$ el que determina cómo se descarga la capacidad. Si se aumenta el número de MOSFETs en paralelo será necesario reducir el valor de la resistencia en paralelo para conservar el mismo comportamiento.

Por otra parte, y como ya se ha comentado, la influencia del producto $R_P \cdot C$ en la evolución resonante de la tensión en el momento del escalón es muy pequeña y prácticamente no ayuda nada a amortiguar la oscilación (ecuación 3.8) y evitar el desplazamiento positivo. Así por ejemplo, para el convertidor de pruebas con el Transformador A, el valor del término $\frac{1}{C \cdot R_p}$ es 50 veces más pequeño que el

término $\frac{R_S}{L_S}$. Para aumentar la amortiguación mediante el término $\frac{1}{C \cdot R_p}$ sería necesario o bien reducir el número de MOSFETs en paralelo, lo cual viene determinado por la corriente de salida, o bien reducir el valor de la resistencia en paralelo del orden de 50 veces (100Ω en vez de 5kΩ), lo cual incrementaría mucho las pérdidas por excitación e incluso descargaría la capacidad de puerta-fuente durante los tiempos muertos. Por lo tanto, **el producto R_P·C prácticamente no afecta a la evolución resonante de la tensión justo cuando se produce el escalón de tensión en el transformador, pero sí que determina la evolución posterior de la tensión, una vez se ha producido el desplazamiento positivo.**

En la figura 3.18 se muestra la tensión de puerta-fuente medida en el convertidor de pruebas con el Transformador A y siendo la tensión de entrada 55V. Cuando se tiene un valor alto de las resistencias en paralelo (8'2kΩ, figura 3.18, a) el desplazamiento positivo es más alto (1'5V) que cuando se reduce la resistencia a 3'9kΩ (figura 3.18, b). Al reducir el valor de la resistencia la capacidad parásita de los MOSFETs se descarga más rápidamente de forma que, aunque la evolución resonante sigue sin dejar que el diodo enclave, el desplazamiento positivo se reduce casi a 0V en este caso.



a) R_{P1} = R_{P2} = 8'2kΩ *b) R_{P1} = R_{P2} = 3'9kΩ*

Figura 3.18. Influencia de la resistencia en paralelo: Tensión Puerta-Fuente de los RSs medida con el Transformador A, tensión de entrada = 55V (5V/div, 1µs/div).

Por lo tanto, la influencia del producto R_P·C es pequeña. Un diseño adecuado de este producto no es determinante para conseguir que el *nuevo circuito de RSA* opere adecuadamente, aunque sí que ayuda a ajustar mejor su funcionamiento. El valor de

las resistencias en paralelo se debe ajustar al número de MOSFETs que se pongan en paralelo.

3.3.2.5 Parámetros críticos: resumen y conclusiones

En esta sección se ha realizado un análisis teórico de la influencia de los principales parámetros de diseño del *nuevo circuito de RSA*. La influencia de estos parámetros ha sido confirmada a través de resultados experimentales del convertidor de pruebas operando con el Transformador A y el Transformador B.

La principal conclusión de este análisis es que **el acoplamiento entre los devanados primario y auxiliar es el parámetro crítico para obtener un funcionamiento apropiado del *nuevo esquema de RSA de devanado único***. Un acoplamiento suficientemente bueno entre el devanado auxiliar y el primario (Transformador B) es el que ha permitido obtener las señales de excitación apropiadas en los *RSs* (figura 3.7, b).

Otros parámetros como el producto $R_P \cdot C$ pueden ayudar pero sólo si el acoplamiento auxiliar – primario es lo suficientemente bueno.

La resistencia serie afecta mucho al comportamiento del circuito. Sin embargo, su valor debe ser muy pequeño, para no desfasar las señales de control y potencia. Por lo tanto, la capacidad de variar este parámetro está muy limitada.

La tensión de entrada del convertidor afecta al comportamiento del circuito. Un diseño apropiado del *circuito de RSA* debe garantizar que el circuito opera bien incluso para la tensión de entrada más alta.

3.3.3 INFLUENCIA DE LOS DISTINTOS ACOPLAMIENTOS: ESTUDIO BASADO EN SIMULACIONES

Como se ha concluido en la sección anterior, las prestaciones del *nuevo circuito de RSA de devanado únic*o son muy dependientes del acoplamiento entre los devanados **auxiliar y primario**. Sin embargo éste no es el único acoplamiento del transformador que se ha de vigilar.

Es bien sabido que mantener un alto acoplamiento entre los devanados **primario y secundario** del transformador (devanados de potencia) es crítico para reducir los picos de tensión en los MOSFETs de primario y así reducir las pérdidas de conmutación en el convertidor, así como reducir las interferencias electromagnéticas generadas por el mismo.

Por otro lado, el acoplamiento magnético entre los devanados **secundario y auxiliar** también afecta drásticamente a las prestaciones del *nuevo circuito de RSA*. Las señales de control de los *RSs* deben estar bien sincronizadas con las señales de potencia que se tienen en secundario y así encender y apagar los *RSs* justo en el momento que se debe hacer. Si los Rectificadores Síncronos no se encienden y apagan en el momento correcto se penalizará el rendimiento del convertidor pudiendo llegar a su inutilización.

Los tres acoplamientos (auxiliar – primario, primario – secundario y secundario – auxiliar) son muy críticos, por lo que el diseño de este transformador de múltiples devanados no es sencillo y surgen importantes cuestiones y dudas cuando se diseña un transformador con el *nuevo circuito de RSA*: ¿se puede empeorar algún acoplamiento para mejorar los otros? ¿Debería darse prioridad a alguno de los acoplamientos? Si fuera así, ¿a cuál? Estas son las preguntas que tratan de responderse en esta sección.

Para analizar la influencia de los distintos acoplamientos y ver cómo se ha de diseñar un transformador con el *nuevo circuito de RSA* se van a comparar cuatro diseños de transformadores (B, C, D y E). Estos cuatro transformadores se han diseñado para ser utilizados en el convertidor de pruebas (sección 3.3.1). El núcleo magnético (EE18), la relación de vueltas y la tecnología de la PCB son las mismas para todos ellos, por lo que tienen las mismas características físicas y eléctricas salvo que cada uno tiene una técnica de entrelazado diferente, priorizando diferentes acoplamientos en cada caso. Para optimizar el acoplamiento entre los devanados se utilizan transformadores con conductores planos [48].

El entrelazado del Transformador B se muestra en la figura 3.6 y el de los transformadores C, D y E se muestra en la figura 3.19.

a) Transformador C *b) Transformador D* *c) Transformador E*

Figura 3.19. Entrelazado de los transformadores C, D y E.

Todos los transformadores están modelados para caracterizar y cuantificar su comportamiento y así poder comparar los cuatro diseños. Los modelos están basados en un modelo dependiente de frecuencia totalmente distribuido [46], generándose con una herramienta de Análisis de Elementos Finitos [49]. Al ser transformadores con devanados múltiples es muy importante que los modelos de los transformadores sean de parámetros distribuidos [46] para poder predecir de forma adecuada el comportamiento del transformador.

El Transformador B es uno de los transformadores que se ha utilizado en la sección anterior para realizar el análisis teórico de cómo influyen los distintos parámetros y es uno de los dos que se ha construido realmente para validar el *nuevo circuito de RSA*. En este transformador ningún acoplamiento es prioritario, ya que el entrelazado intenta optimizar el acoplamiento entre todos los devanados. Este transformador se probó realmente en el prototipo.

En el Transformador C el acoplamiento entre los devanados auxiliar y primario es peor que en el Transformador B pero hay buen acoplamiento entre los devanados secundario y auxiliar. El entrelazado del Transformador C es el mismo que en el Transformador A (figura 3.6, a) pero el Transformador C no tiene el devanado adicional en la parte derecha. Para poder evaluar la influencia de este devanado adicional también se ha modelado el Transformador A.

En el Transformador D está optimizado el acoplamiento auxiliar – primario mientras que el acoplamiento de los devanados secundarios con los devanados primario y auxiliar es peor que en los diseños previos. Los devanados secundarios están en la parte inferior sin entrelazar con el resto.

Por último, el Transformador E optimiza el acoplamiento primario – secundario y da menos importancia a los acoplamientos del devanado auxiliar con el primario y el

secundario. El devanado auxiliar está en la parte inferior sin entrelazar con el resto de devanados.

Una vez se han generado los modelos de los transformadores, se han realizado varios ensayos de pequeña señal y en el dominio de la frecuencia para cuantificar cómo son los acoplamientos entre los distintos devanados. El ensayo que se ha realizado es el de cortocircuito, alimentando desde un devanado y cortocircuitando el otro para así tener una medida del acoplamiento entre cada par de devanados. La tabla 3.2 resume los resultados de los ensayos de cortocircuito que se han simulado con los modelos de los transformadores. La inductancia y la resistencia de cortocircuito se midieron a 150kHz. La inductancia entre cada par de devanados nos da una buena idea de cómo es el acoplamiento.

Tabla 3.2

RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL ENSAYO DE CORTOCIRCUITO (150KHZ).

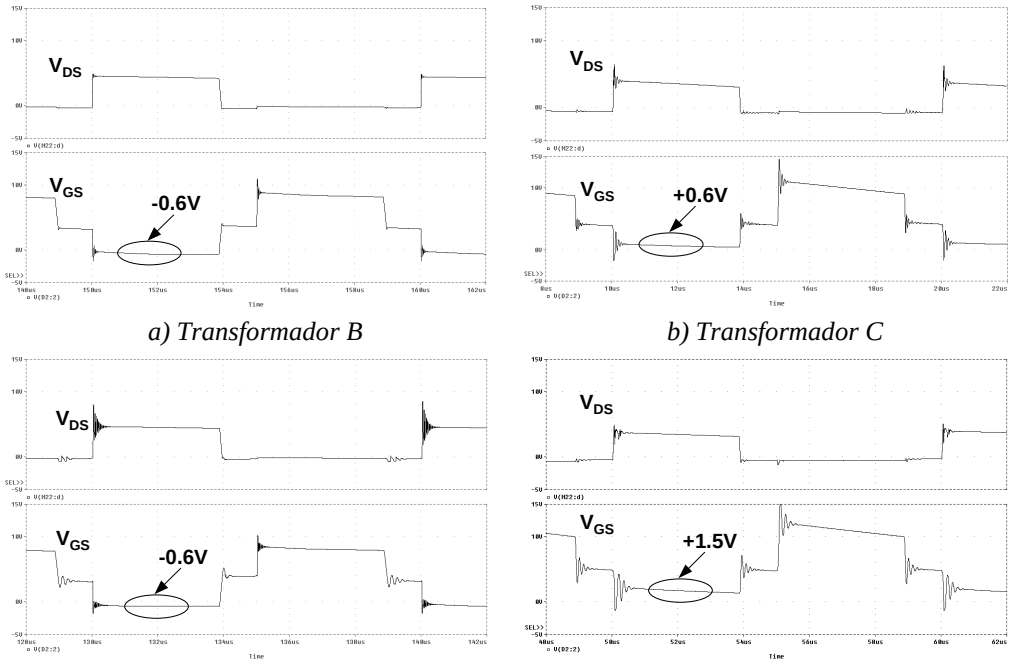
	Alimentando desde Primario con Secundario cortocircuitado		Alimentando desde Auxiliar con Primario cortocircuitado		Alimentando desde Auxiliar con Secundario cortocircuitado	
	R (mΩ)	L (nH)	R (mΩ)	L (nH)	R (mΩ)	L (nH)
Transformador A	230	210	110	130	100	60
Transformador B	105	50	50	30	65	35
Transformador C	115	140	50	80	45	35
Transformador D	115	565	55	15	50	155
Transformador E	110	45	50	180	50	130

De la tabla 3.2 se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- Acoplamiento Primario – Secundario: es bueno en los Transformadores B y E, regular en el Transformador C y muy malo en el Transformador D.
- Acoplamiento Auxiliar – Primario: es bueno en los Transformadores B y D, regular en el Transformador C y malo en el Transformador E.
- Acoplamiento Auxiliar – Secundario: es bueno en los Transformadores B y C y malo en D y E.

Para poder medir el impacto de cada transformador en el convertidor de pruebas y así analizar la influencia del acoplamiento de los devanados sobre las prestaciones del *nuevo circuito de RSA con devanado único* todos los transformadores se simularon con la topología de potencia. La figura 3.20 muestra las formas de onda de tensión puerta – fuente y drenador – fuente obtenidas en uno de los Rectificadores Síncronos cuando se simula la topología de potencia con los modelos de los distintos

transformadores. El circuito se ha simulado bajo las mismas condiciones en cada transformador: tensión de entrada 36 V y corriente de salida 10 A.



a) Transformador B *b) Transformador C*

c) Transformador D *d) Transformador E*

Figura 3.20. Tensión Drenador-Fuente (V_{DS}) y Puerta-Fuente (V_{GS}) de uno de los RSs al simular el convertidor de pruebas con cada uno de los transformadores. Tensión de entrada 36V, corriente de salida 10A.

Analizando y comparando los resultados de estas simulaciones, se obtienen las siguientes conclusiones:

- El funcionamiento del convertidor con el Transformador B es muy bueno. En este transformador todos los devanados están muy bien acoplados y se obtienen buenos resultados, tanto desde el punto de vista del circuito de excitación de los *RSs* como desde el punto de vista de la potencia. Desde el punto de vista del circuito de excitación la tensión puerta – fuente es –0’6 V (enclavada por el diodo) cuando el *Rectificador Síncrono* correspondiente está apagado. Y desde el punto de vista de la potencia la tensión de drenador-fuente es muy limpia, sin oscilaciones, lo que indica que existe un buen acoplamiento entre primario y secundario así como una buena sincronización entre secundario y auxiliar.

- Aunque en el Transformador C, y gracias a quitar el devanado adicional, se mejoran los acoplamientos respecto del Transformador A, el *nuevo circuito de RSA* sigue sin funcionar en este transformador. El devanado auxiliar sigue sin estar muy bien acoplado con el primario, existiendo el riesgo de que los *RSs* conduzcan cuando deberían estar apagados. En este caso la tensión puerta – fuente es +0'6 V cuando el *RS* está apagado. Si la tensión de entrada se eleva hasta 60 V (en vez de 36 V) este nivel positivo es más alto y los *RSs* estarían encendidos cuando deberían estar apagados.
- El Transformador D es un caso muy interesante. Aunque el secundario está mal acoplado con el resto de devanados, el *nuevo esquema de RSA* trabaja apropiadamente (la tensión puerta – fuente es –0'6 V) porque el devanado auxiliar está bien acoplado con el primario. Por supuesto, un mal acoplamiento del devanado secundario con el primario aumenta las pérdidas en el convertidor, lo cual se manifiesta en las oscilaciones en la tensión drenador-fuente. Además, habría que analizar la sincronización de las señales de excitación y secundario ya que el acoplamiento de estos dos devanados no es bueno. Pero, en cualquier caso, lo que este diseño pone de manifiesto es la importancia del acoplamiento auxiliar – primario.
- El Transformador E es justo el caso opuesto del Transformador D, el secundario está bien acoplado con el primario y el auxiliar está mal acoplado con el primario y secundario. El *nuevo esquema de RSA* no funciona ya que se produce desplazamiento positivo de la tensión. En este caso la tensión puerta–fuente es +1'5 V cuando la tensión de entrada es 36 V pero el convertidor no funciona para mayores tensiones de entrada.

La principal conclusión de este análisis es que **para poder utilizar el *nuevo esquema de RSA con devanado único* es muy importante construir un transformador en el que se tenga buen acoplamiento entre todos los devanados (Transformador B), siendo especialmente crítico el acoplamiento entre los devanados auxiliar y primario.**

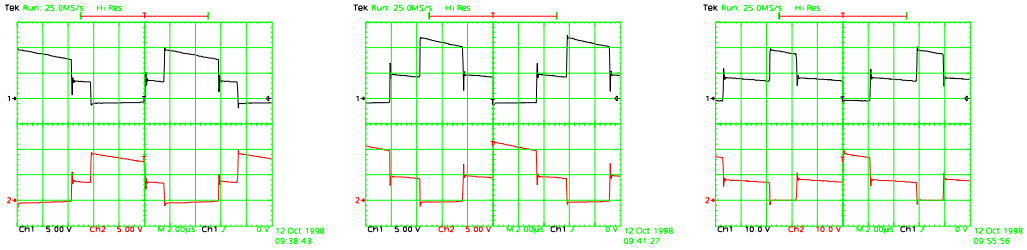
3.4 Validación experimental

Se han probado completamente dos prototipos (Prototipo I y Prototipo II) con el fin de validar el *nuevo esquema de RSA de devanado único*. Las topologías seleccionadas excitan el transformador de distinto modo. Una es la topología *Medio Puente clásica* [1], que excita el transformador simétricamente y con tiempos muertos. La otra es el *Medio Puente con Control Complementario* operando al 50% de ciclo de trabajo ([70], [74], [75]), que también excita el transformador simétricamente, pero sin tiempos muertos.

3.4.1 RESULTADOS EXPERIMENTALES CON EL PROTOTIPO I

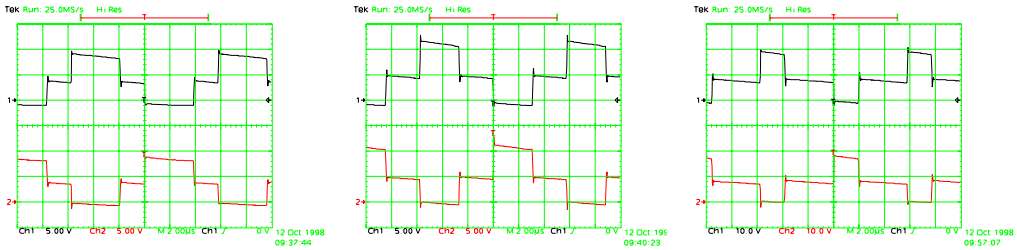
El Prototipo I es el convertidor de pruebas (sección 3.3.1) que se ha utilizado para analizar la influencia de los principales parámetros sobre el *nuevo esquema de RSA*. La topología de este convertidor es el *Medio Puente estándar*, por lo que existen tiempos muertos en el transformador.

Como se ha estudiado a lo largo de la sección 3.3.3, la nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada funciona bien si los devanados del transformador están acoplados apropiadamente. Como muestran las medidas sobre este prototipo, **el *circuito de RSA* funciona correctamente con el Transformador B**, diseño que presenta un buen acoplamiento entre todos los devanados. En la figura 3.21 y la figura 3.22 se muestran las tensiones puerta-fuente medidas en los dos *RSs* para máxima carga (I_S = 10A) y baja carga (I_S = 1A). En ambos casos se representan las tensiones de puerta-fuente medidas con la tensión de entrada nominal (48V), la tensión de entrada mínima (36V) y la máxima (72V). En todos los casos, incluso para la máxima tensión de entrada, el circuito de *RSA* funciona correctamente, enclavando la tensión de puerta el diodo cuando el *RS* no conduce.



V_E = 36V (5V/div, 2μs/div) *V_E = 48V (5V/div, 2μs/div)* *V_E = 72V (10V/div, 2μs/div)*

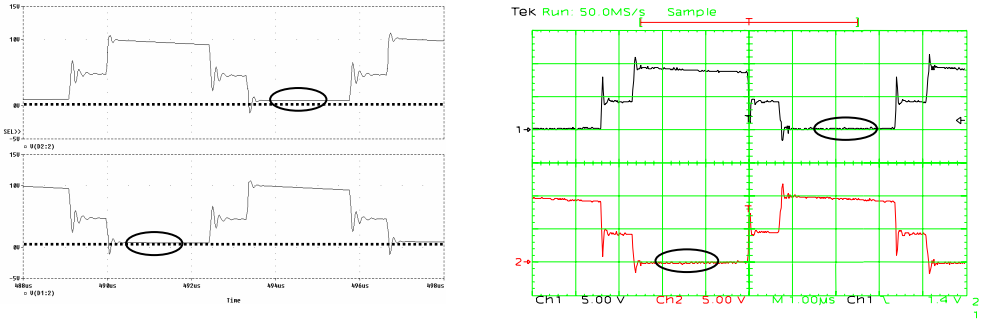
Figura 3.21. Tensión puerta-fuente de ambos RSs a máxima carga (I_S= 10A).



V_E = 36V (5V/div, 2μs/div) *V_E = 48V (5V/div, 2μs/div)* *V_E =72V (10V/div, 2μs/div)*

Figura 3.22. Tensión puerta-fuente de ambos RSs con baja carga (I_S= 1A).

Este capítulo se ha centrado en el funcionamiento del Prototipo I desde el punto de vista del *nuevo circuito de RSA*. En el capítulo 4 hay más información sobre el funcionamiento de este prototipo, donde se puede comprobar que el rendimiento de este convertidor es alto en todo el rango de tensión de entrada. También se puede ver la respuesta del convertidor ante escalones de carga, de baja a plena carga y viceversa.



a) Simulado con el modelo del Transformador A *b) Medido con el Transformador A*

Figura 3.23. Tensión de puerta-fuente de los RSs con el Transformador A: Comparación entre simulación con el modelo y medidas (V_E=36V y I_S=10A).

Este prototipo también ha servido para validar los modelos de los transformadores que se han usado en la sección 3.3.3 para analizar la influencia del acoplamiento de los devanados. Por lo tanto, este prototipo ha permitido corroborar las conclusiones que se extraen a partir de ese análisis. Los resultados de la simulación del convertidor, haciendo uso de los modelos de los transformadores, estiman bastante bien lo que ocurre luego en la realidad. Así por ejemplo y tal como se muestra en la figura 3.23, cuando se usa el Transformador A la tensión de puerta-fuente es ligeramente positiva con baja tensión de entrada (36 V), tanto a nivel de simulación como con las medidas.

Este desequilibrio aumenta con altas tensiones de entrada y el *nuevo esquema de RSA* no funciona correctamente cuando se usa el Transformador A ni a nivel de simulación ni en el prototipo. Sin embargo, y como ya se ha visto, el Transformador B permite un funcionamiento correcto del *esquema de RSA*, lo cual también se muestra en las simulaciones (figura 3.20).

3.4.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES CON EL PROTOTIPO II

La topología correspondiente al Prototipo II es un Medio Puente. En este caso este convertidor se ha probado con dos modos de funcionamiento: con control complementario, con el ciclo de trabajo constante (d = 50%) y con el control clásico de un Medio Puente, que excita el transformador simétricamente y con tiempos muertos.

Las especificaciones de este prototipo son las siguientes:

- Tensión de salida: 1'5V
- Tensión de entrada: 24V
- Máxima corriente de salida: 15A
- Frecuencia de conmutación: 100kHz

El transformador está fabricado con un núcleo de perfil bajo RM10 y los devanados se han implementado mediante la tecnología de espiras universales que se describió en la sección 2.2.1.1 (figura 2.5). En cada rama de la Rectificación Síncrona se han usado tres MOSFETs Si4410 (13 mΩ). El encapsulado de cada uno de estos MOSFETs es un SO8, y van montados directamente sobre la PCB, sin ningún radiador o disipador adicional.

El *Medio Puente con Control Complementario* permite obtener conmutación a tensión cero (ZVS) [74]. La conmutación a tensión cero se obtiene mediante la inductancia de dispersión del transformador, por lo que la condición de ZVS depende de la carga: a mayor carga, mayor parte de la conmutación se produce de forma suave. Desde el punto de vista del circuito de *RSA* esta transición suave de la tensión en el transformador reduce el escalón brusco de tensión (V_B) al que se somete al circuito de excitación, reduciendo la amplitud de la oscilación (ecuación 3.3) y disminuyendo, por tanto, el riesgo de desplazamiento positivo.

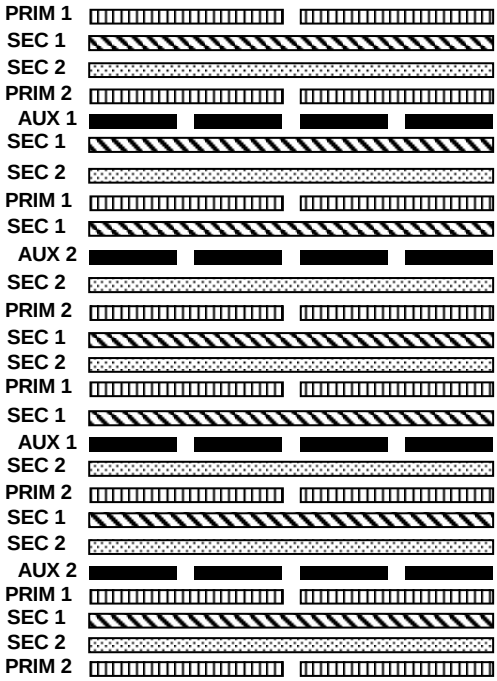
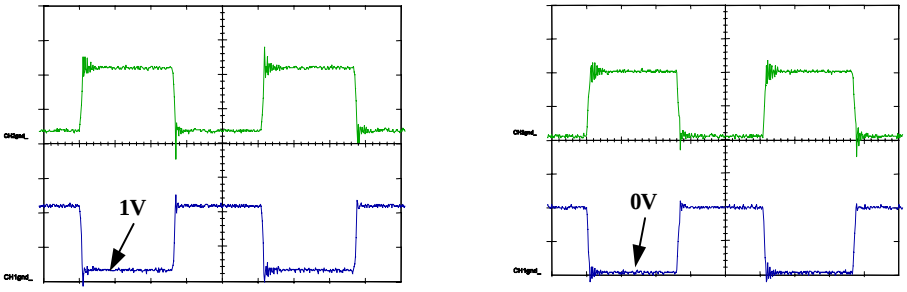


Figura 3.24. Entrelazado de los devanados del transformador del Prototipo II.

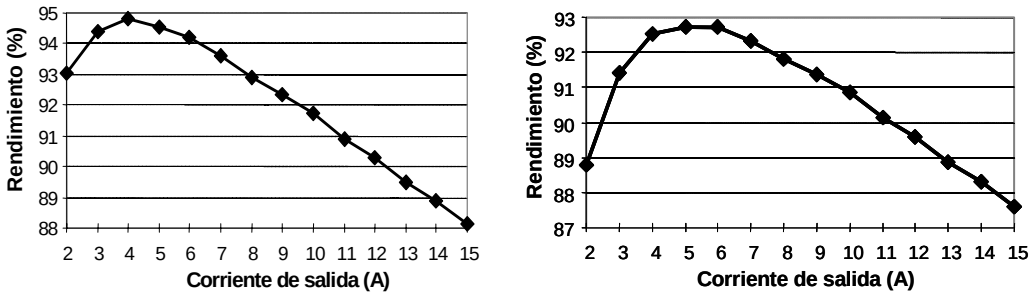
La figura 3.25 muestra las formas de onda de puerta-fuente medidas en este prototipo cuando el transformador es excitado sin tiempos muertos (*Medio Puente con Control Complementario* operando al 50%). Esta figura muestra cómo es la tensión puerta-fuente de los *RSs* ante diferentes corrientes de salida, baja carga (1A) y plena carga (15A). Se observa que existe cierto desplazamiento positivo en la tensión de puerta-fuente, sobre todo con baja carga. Con baja carga (1A) casi no hay ZVS, entonces las capacidades parásitas no se descargan y cuando el MOSFET de primario se cierra la tensión desde la que se conmuta bruscamente es alta y por tanto el escalón de tensión V_B impuesto por el transformador también lo es, aumentando la amplitud de la oscilación y empeorando el comportamiento del circuito. Con baja carga el desplazamiento de tensión de puerta es +1V, el cual no es suficiente para encender los MOSFETs y el circuito se comporta bien. En cualquier caso, con mayores cargas (5A) hay ZVS y las capacidades parásitas están casi descargadas cuando el MOSFET de primario se enciende; entonces el escalón de tensión V_B es muy pequeño y la tensión de puerta es 0V durante el tiempo en que el *Rectificador Síncrono* no conduce.



a) Baja carga I_S=1A *b)Plena carga I_S=15A*

Figura 3.25. Tensión puerta-fuente medida en los RSs del Prototipo II con Control Complementario: a) baja carga I_S=1A y b) plena carga I_S=15A. (5V/div, 2μs/div)

La figura 3.26 muestra el rendimiento del Prototipo II cuando el transformador es excitado sin tiempos muertos (*Medio Puente con Control Complementario* operando al 50%). El convertidor está trabajando a un ciclo de trabajo constante de d = 50% y la tensión de entrada se modifica ligeramente para regular la tensión de salida. El rendimiento máximo obtenido es muy alto (casi el 95% de la etapa de potencia, que pasa a ser del 92,8% al tener en cuenta las pérdidas de la etapa de control) a cargas relativamente altas (5A). A plena carga (15A) el rendimiento es del 88%. Esta caída de rendimiento se debe fundamentalmente al aumento de las pérdidas de conducción con la carga. En este sentido se ha de decir que el grosor de las pistas de cobre de la PCB es muy reducido (sólo 35 μm).



a) Etapa de potencia *b) Potencia + control*

Figura 3.26. Rendimiento medido en el Prototipo II con Control Complementario.

El Prototipo II también se ha probado con tiempos muertos en el transformador (topología *Medio Puente* clásica operando con un ciclo de trabajo alrededor de 25%). Con el fin de mostrar los beneficios de utilizar la *nueva técnica de RSA* este prototipo

se ha probado con diferentes técnicas de rectificación: a) nuevo esquema de RSA con devanado único, b) esquema clásico de RSA, c) esquema clásico de RSA con diodos en paralelo y d) únicamente diodos. En todos los casos en los que se ha utilizado Rectificación Síncrona se han puesto el mismo número y tipo de MOSFETs en cada rama. La figura 3.27 muestra el rendimiento medido en este prototipo con cada una de las técnicas de rectificación empleadas:

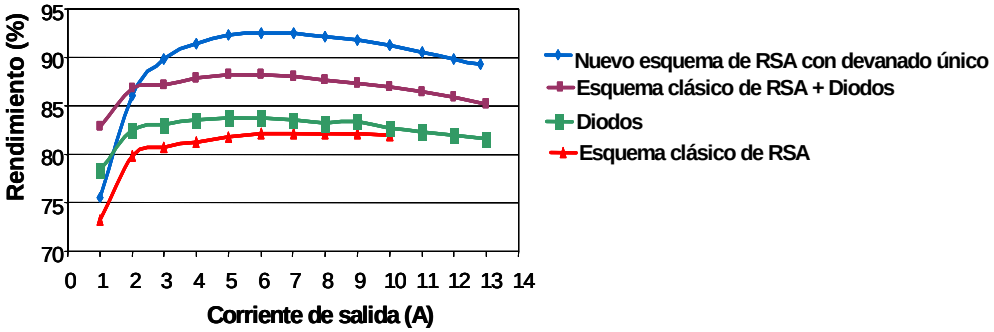


Figura 3.27. Rendimiento de la etapa de potencia medido en el Prototipo II con tiempos muertos (d=25%) usando diferentes técnicas de rectificación.

- Las pérdidas medidas con el *nuevo* esquema *de RSA* son muy bajas (1'4W a 10A, 91% de rendimiento) ya que los MOSFETs están encendidos durante los tiempos muertos. El alto rendimiento que se ha medido también confirma que el *circuito de RSA con devanado único* funciona correctamente y se encuentra bien sincronizado con la etapa de potencia.
- El esquema tradicional de RSA se ha implementado con devanados auxiliares ya que la tensión en el secundario es muy baja (1'5V). El entrelazado de los devanados auxiliares es el mismo que el que se ha utilizado con *la nueva técnica de RSA*, por lo que la sincronización entre potencia y control es igual de buena. El gran inconveniente del esquema tradicional es que los MOSFETs se encuentran apagados durante los tiempos muertos, siendo los diodos parásitos de éstos los que conducen la corriente, lo que aumenta las pérdidas drásticamente (3'3W a 10A, 81'8% de rendimiento) y limita la corriente máxima del convertidor a 10A.
- Si se usan únicamente diodos Schottky como rectificadores (85CNQ015, con tensión directa alrededor de 0'3V) las pérdidas medidas son similares a las obtenidas en el caso anterior (3'1W a 10A, 82'7% de rendimiento).

- Al esquema tradicional de RSA con devanados auxiliares se le ha añadido un diodo Schottky (85CNQ015) en paralelo con cada uno de los *RSs*. Gracias a estos diodos externos las pérdidas se reducen, ya que durante los tiempos muertos son estos diodos externos los que conducen en lugar de hacerlo los diodos parásitos de los *RSs*. Las pérdidas medidas son 2'2 W a 10 A (87% de rendimiento) lo que significa un ahorro de 1'1W respecto del esquema clásico de RSA. Sin embargo, las pérdidas que se han medido son un 57% más altas que las que se han obtenido con *la nueva técnica de RSA de devanado único* y además esta nueva técnica se ahorra el espacio y el coste de los diodos Schottky.

La comparación de los rendimientos de la figura 3.27 muestra con gran claridad la ventaja de utilizar en un convertidor Medio Puente una técnica de Rectificación Síncrona que haga conducir a los MOSFETs incluso durante los tiempos muertos del transformador. *La nueva técnica de RSA de devanado único* reduce las pérdidas en un 36% respecto del esquema clásico de RSA con diodos Schottky y en un 55% respecto del caso en el que sólo se usan diodos Schottky.

3.5 Sincronización entre potencia y control con la nueva técnica de RSA

La gran ventaja de las técnicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* es que se sincronizan automáticamente con las señales de potencia y por tanto, a diferencia de lo que ocurre con las técnicas de *Rectificación Síncrona Externa* (apartado 2.2.2.1), no es necesario tener retardos entre el encendido y el apagado de los interruptores. Sin embargo, cuando las técnicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* requieren de un devanado auxiliar (apartado 2.2.1.1) es muy importante tener un buen acoplamiento de éste con los devanados de potencia para así tener una correcta sincronización entre las señales de potencia y las señales que excitan los *Rectificadores Síncronos*. Como se ha analizado en ese apartado, si el acoplamiento no es suficientemente bueno, se producen situaciones de conducción cruzada que penalizan el rendimiento del convertidor y se deben evitar.

La nueva técnica de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* que se propone en esta Tesis necesita un devanado auxiliar y por tanto también ha de vigilarse cómo es la sincronización entre las señales de potencia y las de control de los *RSs*. En la sección 3.3.3 de este capítulo se ha abordado de forma preliminar este punto a través de simulaciones con transformadores que tienen distintos grados de acoplamiento.

Como se ha estudiado en detalle, para conseguir un buen funcionamiento de esta nueva técnica resulta crítico tener un buen acoplamiento entre el devanado auxiliar y los de potencia. Este acoplamiento es importante por dos motivos fundamentales: en primer lugar para evitar el desplazamiento positivo de la tensión de puerta-fuente de los *RSs* y en segundo lugar para obtener una buena sincronización entre las señales de potencia y las señales que excitan los *Rectificadores Síncronos*.

Los altos rendimientos obtenidos en los prototipos de baja tensión, con los que se ha validado esta nueva técnica, permiten presuponer que las señales de puerta-fuente de los *Rectificadores Síncronos* están correctamente sincronizadas con las señales del resto del convertidor y por tanto no se producen situaciones de conducción cruzada. En cualquier caso, en esta sección se va a analizar en detalle cómo es la sincronización entre las señales de potencia y las de control cuando se utiliza esta nueva técnica de *Rectificación Síncrona Autoexcitada*.

En definitiva, los **objetivos de este análisis** son en primer lugar validar que no se produce conducción cruzada y en segundo lugar estudiar si los diodos parásitos de los *RSs* llegan a conducir en alguna transición y por cuánto tiempo.

En primer lugar se va a estudiar cómo es la secuencia de las transiciones de apagado y encendido de un *Rectificador Síncrono* cuando se usa la *nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada* para así poder detectar si existe riesgo de conducción cruzada en algún caso.

Este análisis es válido para el uso de la *nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada* cuando se utiliza con cualquiera de las topologías que excitan simétricamente al transformador (Medio Puente, Push Pull, Puente Completo, etc.) trabajando con tiempos muertos o con ciclo de trabajo constante e igual al 50%. La *nueva técnica de RSA* funciona de igual forma en todas ellas: cuando se cierra un interruptor de primario se impone tensión en el transformador y la *nueva técnica de RSA* abre uno de los rectificadores síncronos; cuando se abre un interruptor de primario el *circuito de RSA* cierra uno de los rectificadores síncronos. El riesgo de conducción cruzada se tiene en el apagado o el encendido del rectificador síncrono y son estas dos transiciones las que se van a estudiar en detalle.

En el encendido del *Rectificador Síncrono* no existe riesgo de conducción cruzada gracias a la secuencia en la que ocurren los acontecimientos. Para que existiese conducción cruzada se tendría que cerrar un *Rectificador Síncrono* cuando aún estuviese conduciendo un interruptor de primario; sin embargo, para que la tensión puerta-fuente de uno de los rectificadores empiece a subir, y por tanto se encienda ese interruptor, antes se ha tenido que apagar el interruptor de primario correspondiente.

Sin embargo, **durante el apagado de un rectificador síncrono sí que puede existir riesgo de conducción cruzada** si no están bien sincronizadas las señales. El motivo es muy sencillo: para apagar un rectificador síncrono con la *nueva técnica de RSA* se ha de encender en primer lugar el interruptor de primario correspondiente. En esta transición un mal acoplamiento del devanado auxiliar con el devanado de primario puede retardar el apagado del rectificador y por tanto mantener un cierto tiempo de conducción cruzada. A esta transición se le debe prestar especial atención y se va a comprobar con medidas si el acoplamiento entre el devanado primario y auxiliar que se necesita para evitar el desplazamiento positivo de la tensión puerta-fuente es suficiente para evitar también la conducción cruzada.

A continuación se va a analizar en detalle cómo es el proceso de apagado de los rectificadores síncronos de un convertidor *Medio Puente*. Como se ha comentado anteriormente, aunque el análisis se plasma en la topología *Medio Puente*, se puede

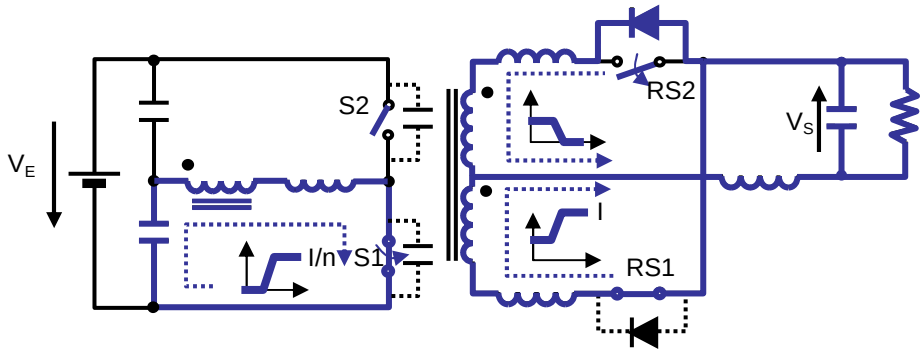
extender a otras topologías alimentadas en tensión y que exciten simétricamente el transformador.

Todo el proceso arranca al cerrar un interruptor de primario. Antes de cerrar el interruptor de primario la corriente de la bobina de salida está circulando por los dos devanados de secundario, repartiéndose entre los dos devanados de forma que se mantengan los amperios-vuelta del transformador. Al cerrar el interruptor *S1* de primario (figura 3.28, a) la corriente comienza a crecer por el devanado primario y por el devanado secundario correspondiente al rectificador *RS1* y al mismo tiempo decrece la corriente por el devanado de *RS2*, de forma que se conserven los amperios-vuelta del transformador. Esta transición sería instantánea en un transformador ideal, sin embargo en un transformador real el acoplamiento no perfecto de sus devanados (representado con las inductancias de dispersión de cada devanado) hace que esta transición dure un cierto tiempo. Durante el tiempo que dura esta transición da igual que conduzca el rectificador síncrono *RS2* o su diodo parásito, pero lo que sí es muy importante es que antes de que termine esta transición el rectificador síncrono *RS2* se haya apagado para que la evolución sea correcta (figura 3.28, a) y no exista conducción cruzada.

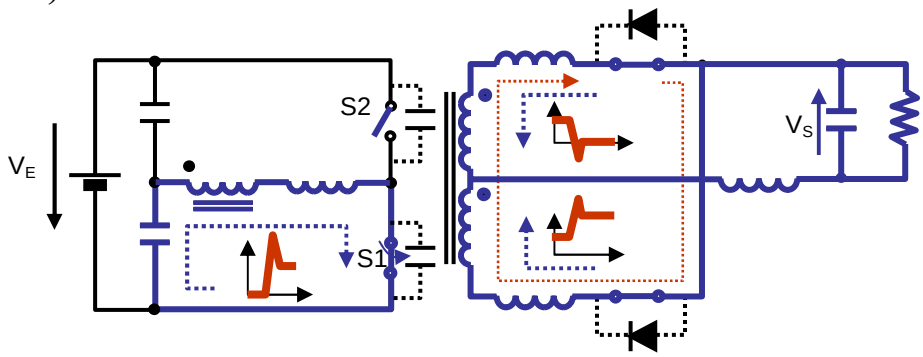
En la sección 2.2.2.1, donde se estudia la *Rectificación Síncrona Externa*, se comprueba experimentalmente que, desde que se cierra el interruptor de primario hasta que se extingue la corriente por el devanado de secundario que ha de dejar de conducir, transcurre un cierto tiempo debido a que el acoplamiento entre los devanados de potencia no es perfecto. Así en la figura 2.28 se puede ver cómo desde que la tensión de drenador-fuente del interruptor de primario se hace nula hasta que la tensión de drenador-fuente del rectificador síncrono que se ha apagado empieza a crecer transcurren alrededor de 20ns. Como se ve en la misma figura, el rectificador síncrono se ha apagado antes de encender el interruptor de primario y es el diodo parásito del rectificador el que conduce la corriente hasta que se extingue y comienza a subir la tensión de drenador-fuente del mismo.

Por lo tanto, **gracias a que el acoplamiento del transformador no es perfecto, la *nueva técnica de RSA* dispone de cierto tiempo para apagar el rectificador *RS2* después de que se haya encendido el interruptor de primario *S1*, evitando en tal caso que se produzca conducción cruzada**. Si el acoplamiento entre el devanado primario y el auxiliar es suficientemente bueno, el rectificador *RS2* se apagará antes de que se haga cero la corriente en ese devanado. Si el apagado del rectificador *RS2* va muy retrasado respecto del encendido del interruptor de primario *S1* se puede producir

conducción cruzada (figura 3.28, b) al mantenerse cerrado el rectificador por más tiempo del que dura la transición natural del traspaso de corriente de un devanado secundario al otro. Tras hacerse la corriente cero, el tiempo que transcurra con el rectificador RS2 cerrado es tiempo en el que el transformador se encuentra cortocircuitado, produciéndose un pico de corriente tanto por primario como por secundario.



a) Transición natural de la corriente de una rama de secundario a la otra rama



b) Transición con conducción cruzada

Figura 3.28. Encendido de un interruptor de primario: transición natural y transición con conducción cruzada.

Para garantizar un buen funcionamiento que evite la conducción cruzada en el apagado de cada uno de los *rectificadores síncronos* se debe tener un buen acoplamiento entre el devanado primario y el devanado auxiliar, de forma que se apague el rectificador antes de que su corriente se haga cero. Una vez apagado el *rectificador síncrono*, y hasta que la corriente se extinga en esa rama, será el diodo parásito el que conduzca.

Como se indica en la figura 3.28 b, mientras dura la conducción cruzada la corriente se invierte en la rama de secundario que debería estar apagada. Por lo tanto, en el mismo instante que se abra el rectificador correspondiente, la tensión de drenador-fuente del mismo comenzará a subir dado que la corriente es negativa y por tanto no puede circular por el diodo parásito, haciéndolo por la capacidad parásita de drenador-fuente. En la figura 3.29 se muestra un caso de conducción cruzada que se ha forzado mediante el uso de *rectificación síncrona externa* (sección 2.2.2). En esta figura se puede ver cómo en el mismo instante en que la tensión de puerta-fuente del rectificador supera el umbral de conducción el MOSFET se apaga y su tensión de drenador-fuente comienza a subir rápidamente, dado que el pico de corriente negativa circula por la capacidad parásita. En esta misma figura se observa también el comienzo del pico de corriente en el interruptor de primario.

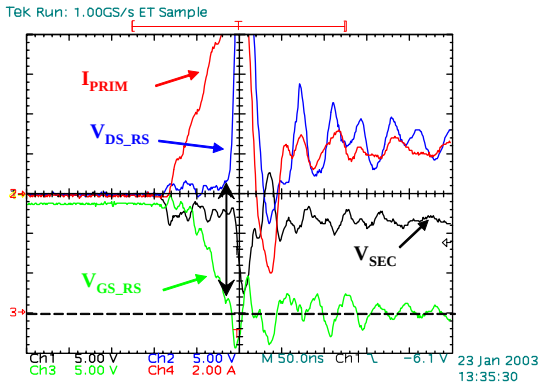


Figura 3.29. Detalle del apagado de un Rectificador Síncrono cuando se produce conducción cruzada. Formas de onda obtenidas con Rectificación Síncrona Externa.

Esta manifestación de la conducción cruzada es importante porque se va a utilizar a continuación para distinguir si se produce conducción cruzada o no en los prototipos que utilizan la *nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada*. En principio parecería razonable medir la corriente en el momento del apagado del rectificador síncrono para estudiar si se produce o no conducción cruzada. Sin embargo no se ha hecho, ya que medir la corriente del rectificador síncrono hace variar de forma importante el comportamiento del convertidor. Otra solución sería medir la corriente de un interruptor de primario donde el convertidor se ve menos afectado; sin embargo la corriente que se mide en ese interruptor en el momento de la transición no sólo es reflejo de lo que ocurre en el secundario, también es debida a la carga y descarga de las capacidades parásitas.

Sólo un buen acoplamiento entre el devanado primario y el auxiliar garantiza que no se va a producir conducción cruzada en el apagado de cada *Rectificador Síncrono*, si bien conducirán los diodos parásitos.

Dado que esta condición depende de la implementación física de cada diseño, se va a analizar el detalle de estas transiciones con las formas de onda medidas en dos convertidores.

La primera topología con la que se va a realizar el análisis es un convertidor que excite el transformador con tiempos muertos: el *Medio Puente con Rectificador de Doble Onda con Toma Media*.

La segunda topología que se ha considerado es el *Medio Puente con Rectificador de Doble Onda y Toma Media* trabajando con ciclo de trabajo constante del 50%. Esta segunda topología se ha considerado ya que las transiciones se producen con conmutación a tensión cero, lo que presenta algunas peculiaridades respecto de las transiciones del caso anterior.

El primer convertidor es el prototipo II cuyas especificaciones y detalles de diseño se han documentado en la sección anterior (apartado 3.4.2). El segundo convertidor es el demostrador de otra aportación de esta Tesis y por tanto los detalles de su diseño y especificaciones se pueden consultar en el capítulo 6.

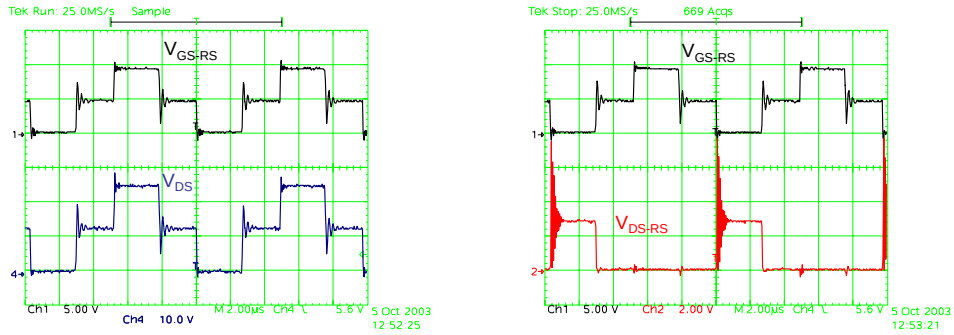
En los dos convertidores se ha tenido especial cuidado en el diseño del transformador para asegurar un buen acoplamiento entre todos los devanados y así evitar el desplazamiento positivo de la tensión de excitación de los *RSs*, así como una correcta sincronización entre las señales de potencia y las señales de control de los *RSs*.

3.5.1 SINCRONIZACIÓN DE LAS SEÑALES: MEDIO PUENTE

El Prototipo II de esta Tesis (sección 3.4.2) es el primer convertidor con el que se estudia cómo resulta la sincronización de las señales de excitación de los *RSs*. Este prototipo corresponde a un *Medio Puente con Rectificador de Doble Onda con Toma Media* en el que se utiliza la *nueva técnica de RSA con devanado único* trabajando con tiempos muertos. Las especificaciones así como el diseño de este convertidor se detallan en la sección 3.4.2. Las especificaciones básicas de este convertidor son una tensión de entrada de 24V, una tensión de salida de 1’5V y una carga máxima de 15A.

En la sección 3.4.2 se detalla el diseño del transformador de este convertidor y se puede ver cómo es el entrelazado de los devanados de primario, secundario y auxiliar.

En la figura 3.30, la figura 3.31 y la figura 3.33 se muestran las formas de onda medidas en este prototipo. A la izquierda de estas figuras se muestra la tensión puerta-fuente de uno de los *RSs* ($V_{GS\text{-}RS}$) junto con la tensión drenador-fuente de uno de los interruptores de primario del *Medio Puente* (V_{DS}). Esta tensión de drenador-fuente equivale a la tensión del transformador en primario ya que las transiciones de las dos señales tienen lugar en los mismos instantes, puesto que la tensión del transformador en primario es la de uno de los condensadores de entrada, que se puede considerar constante, menos la tensión drenador-fuente del interruptor de primario correspondiente. Por lo tanto estudiar cómo de rápido se propaga un cambio en la tensión drenador-fuente de uno de los interruptores de primario a la tensión puerta-fuente de uno de los *RSs* equivale a estudiar cómo es la propagación de las señales del devanado primario del transformador al devanado auxiliar de excitación de los *RSs*.



a) Tensión puerta-fuente de un Rectificador Síncrono ($V_{GS\text{-}RS}$, 5V/div, 2µs/div) y tensión drenador-fuente de un interruptor de primario (V_{DS}, 10V/div, 2µs/div).

b) Tensión puerta-fuente ($V_{GS\text{-}RS}$, 5V/div, 2µs/div) y drenador-fuente de un Rectificador Síncrono ($V_{DS\text{-}RS}$, 2V/div, 2µs/div).

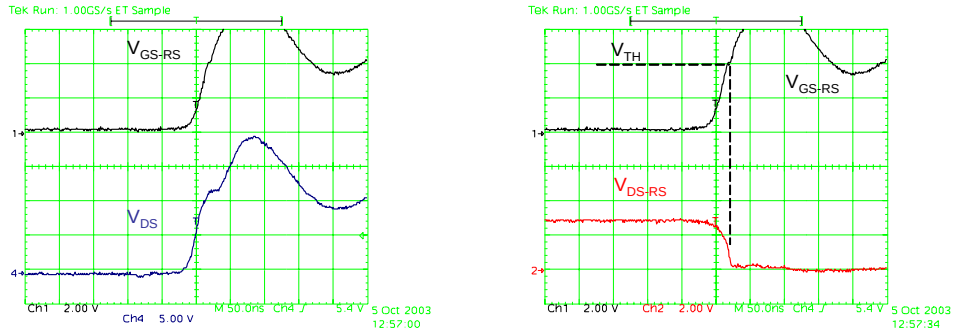
Figura 3.30. Formas de onda medidas en un Medio Puente con Rectificador de Doble Onda y Toma Media (Prototipo II) para estudiar la sincronización entre la señal de excitación de un RS y las señales de potencia.

A la derecha de la figura 3.30, la figura 3.31 y la figura 3.33 se muestra la tensión puerta-fuente de uno de los *RSs* ($V_{GS\text{-}RS}$) junto con la tensión drenador-fuente de ese mismo *RS*.

En la figura 3.31 se muestra el detalle del encendido del *RS*. Para ayudar a entender lo que ocurre durante el encendido de un *RS*, en la figura 3.32 se ilustran los circuitos equivalentes justo antes y después del encendido del *RS*. En estos circuitos se

destacan aquellos elementos parásitos que juegan un papel importante en las transiciones que se están analizando.

Antes de cerrar el interruptor *RS2* se tiene conduciendo al interruptor *S1* y al Rectificador Síncrono correspondiente *RS1*. Para cerrar el Rectificador Síncrono *RS2* el primer paso que tiene lugar es abrir el interruptor de primario *S1*. En cuanto se abre este interruptor las capacidades parásitas empiezan a cargarse y descargarse y por tanto empiezan a cambiar las tensiones de drenador-fuente de los interruptores de primario así como la tensión aplicada al primario del transformador. Como se observa en la figura 3.31, izquierda, la tensión de puerta-fuente del *Rectificador Síncrono* cambia casi al mismo tiempo que lo hace la tensión de drenador-fuente del interruptor de primario, siendo **prácticamente despreciable el retardo de propagación entre el devanado de primario y el auxiliar**.



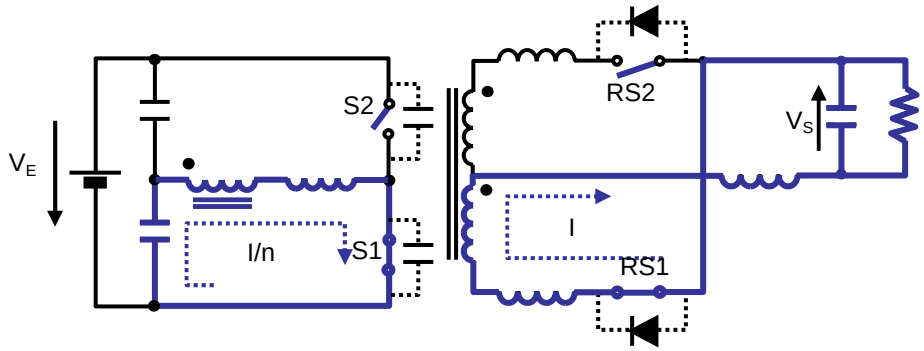
a) Tensión puerta-fuente de un Rectificador Síncrono ($V_{GS\text{-}RS}$, 2V/div, 50ns/div) y tensión drenador-fuente de un interruptor de primario (V_{DS}, 5V/div, 50ns/div).

b) Tensión puerta-fuente ($V_{GS\text{-}RS}$, 2V/div, 50ns/div) y drenador-fuente de un Rectificador Síncrono ($V_{DS\text{-}RS}$, 2V/div, 50ns/div).

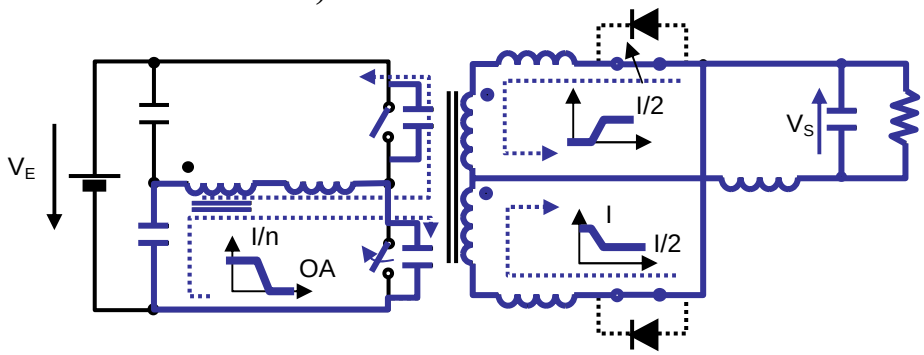
Figura 3.31. Formas de onda medidas en un Medio Puente con Rectificador de Doble Onda y Toma Media (Prototipo II): detalle del encendido de un Rectificador Síncrono a plena carga.

En la figura 3.31, derecha, se puede ver cómo, cuando la tensión puerta-fuente del *Rectificador Síncrono* alcanza su tensión umbral de conducción (V_{TH}), la tensión drenador-fuente de este *Rectificador Síncrono* cae a cero voltios. La corriente por este interruptor irá creciendo a la velocidad que permita el acoplamiento entre el devanado primario y los devanados secundarios; a medida que caiga la corriente por el devanado de primario y el de secundario correspondiente a *RS1* irá creciendo la corriente por el devanado de secundario correspondiente a *RS2*. En esta transición se puede asegurar que el diodo parásito del *Rectificador Síncrono* que se enciende no llega a conducir

dado que, antes de que la tensión drenador-fuente del *Rectificador Síncrono* sea nula o negativa, su tensión puerta-fuente ha alcanzado la tensión umbral de conducción. Gracias a que casi no hay retardo entre el devanado primario y el auxiliar, cuando la corriente de la bobina empieza a circular por este *Rectificador Síncrono* y está descargando de forma suave la capacidad drenador-fuente de este interruptor, la tensión puerta-fuente alcanza su tensión umbral, cerrando este interruptor sin permitir que conduzca su diodo parásito.



a) Antes del encendido del RS



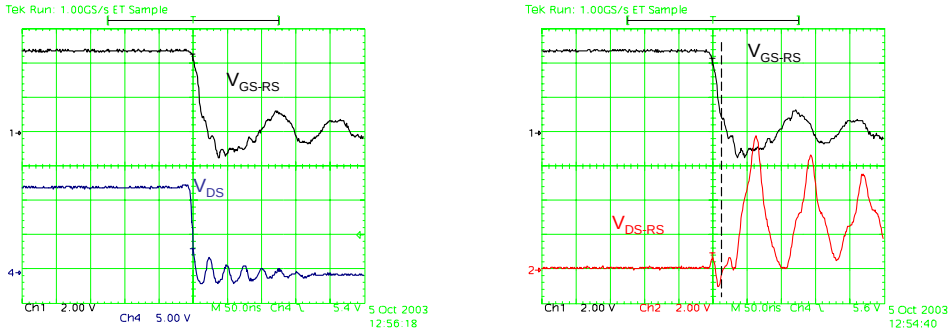
b) Después del encendido del RS

Figura 3.32. Encendido de un Rectificador Síncrono en el Medio Puente con Rectificador de Doble Onda y Toma Media (Prototipo II)

En la figura 3.33 se muestra el detalle del apagado del *RS*. De igual forma que en el encendido, en la figura 3.34 se muestran los circuitos equivalentes justo antes y después del apagado del *RS*.

El apagado del *Rectificador Síncrono RS2* comienza cuando se enciende el interruptor de primario *S1*. Antes de cerrar el interruptor de primario la situación es la descrita en la figura 3.34, a, con tensión cero en el transformador y con los dos

rectificadores síncronos cerrados, conduciendo cada uno la mitad de la corriente de la bobina. Cuando se enciende el interruptor de primario *S1* la tensión de drenador-fuente de este interruptor se hace cero y, tal y como se aprecia en la figura 3.33 izquierda, la tensión puerta-fuente del rectificador síncrono *RS2* se reduce casi al mismo tiempo hasta alcanzar la tensión umbral de apagado, nivel en el que aparece el efecto Miller. Desde que se enciende el interruptor de primario hasta que el rectificador supera el efecto Miller y se apaga transcurren unos 15ns.



a) Tensión puerta-fuente de un Rectificador Síncrono ($V_{GS\text{-}RS}$, 2V/div, 50ns/div) y tensión drenador-fuente de un interruptor de primario (V_{DS}, 5V/div, 50ns/div).

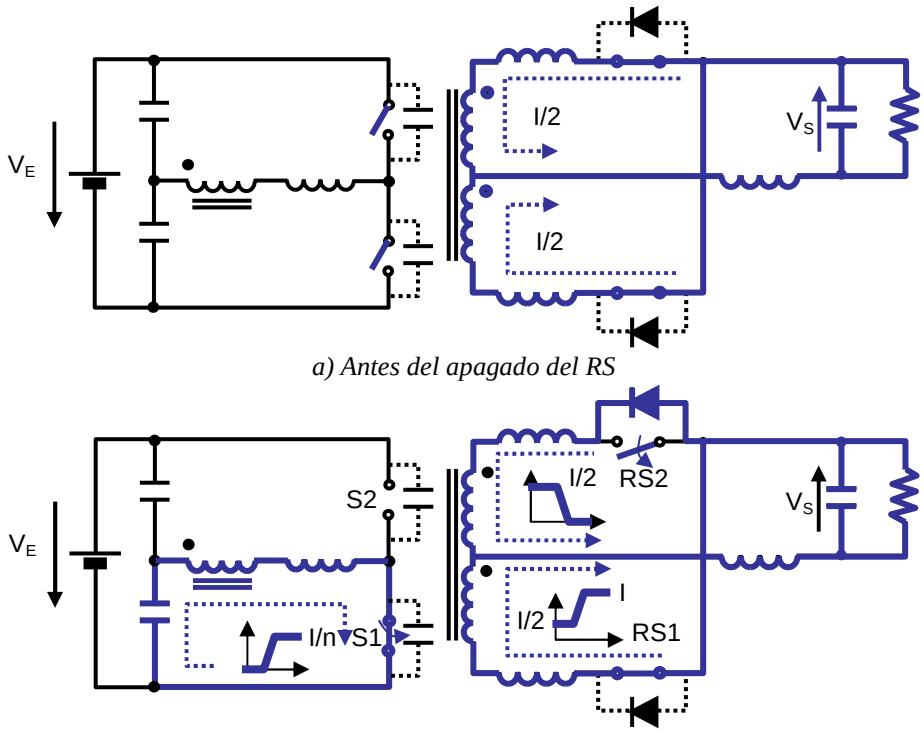
b) Tensión puerta-fuente ($V_{GS\text{-}RS}$, 2V/div, 50ns/div) y drenador-fuente de un Rectificador Síncrono ($V_{DS\text{-}RS}$, 2V/div, 50ns/div).

Figura 3.33. Formas de onda medidas en un Medio Puente con Rectificador de Doble Onda y Toma Media (Prototipo II): detalle del apagado de un Rectificador Síncrono a plena carga.

Como se analizó al principio de esta sección, en el apagado del rectificador síncrono, aunque existe riesgo de conducción, también hay un margen de tiempo para apagar el rectificador y evitar la conducción cruzada. En el instante que se cierra el interruptor de primario *S1* comienza el proceso natural de traspaso de corriente de un devanado a otro, creciendo la corriente en el devanado de primario y el de secundario correspondiente a *RS1* y decreciendo en el devanado del rectificador *RS2*. El tiempo que dura esta transición es el margen de tiempo que tiene la *nueva técnica de RSA* para apagar a *RS2*. Cuando se apague *RS2* será su diodo parásito el que conduzca hasta que se desvanezca la corriente por este devanado.

Tal y como se ve en la figura de la derecha, el rectificador se apaga en el instante de la línea intermitente pero la tensión drenador-fuente de este rectificador no crece mientras que la corriente de esa rama no se haga cero. A diferencia de lo que ocurre cuando hay conducción cruzada (figura 3.29), al apagar el rectificador síncrono su tensión drenador-fuente no sube en ese mismo instante sino que tarda unos 15ns en

empezar a crecer. Durante este tiempo es el diodo parásito del rectificador el que conduce la corriente. Por lo tanto **en esta transición no se produce conducción cruzada** gracias al buen acoplamiento del devanado primario y el auxiliar que permiten que el rectificador síncrono se apague 15ns después de encender el interruptor de primario (figura 3.33, izquierda) pero cuando aún se está en la transición natural de trasvasar la corriente de un devanado a otro.



a) Antes del apagado del RS

b) Después del apagado del RS

Figura 3.34. Apagado de un Rectificador Síncrono en el Medio Puente con Rectificador de Doble Onda y Toma Media (Prototipo II).

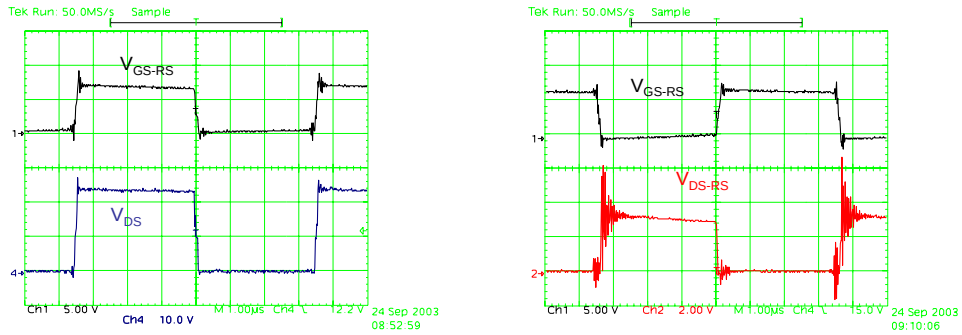
El tiempo del que se dispone para apagar un rectificador depende de la carga dado que cuanto mayor es la carga más tiempo se necesita para trasvasar la corriente de un devanado a otro. En este sentido, el peor caso es tener al convertidor operando en vacío. Cuando el convertidor trabaja en vacío, aún se dispone de tiempo para apagar el rectificador dado que la corriente magnetizante y el rizado de la corriente por la bobina deben dejar de circular por el rectificador que se va a apagar. Si no se tiene muy buen acoplamiento entre el devanado primario y el auxiliar, se puede llegar a

producir conducción cruzada a muy baja carga y así ha ocurrido en alguno de los prototipos que se han ensayado. Por ejemplo, en este Prototipo II es necesario tener una carga mínima de 1W para evitar conducción cruzada en vacío. Esta carga mínima se puede aprovechar para alimentar el control del convertidor.

Este mismo análisis también se ha realizado sobre el Medio Puente con Doblador de Corriente, Prototipo III, las conclusiones, la secuencia de las transiciones y el efecto del acoplamiento de los devanados primario y auxiliar son las mismas que las obtenidas para el Rectificador de Doble Onda con Toma Media.

3.5.2 SINCRONIZACIÓN DE LAS SEÑALES: MEDIO PUENTE CON ZVS

El segundo convertidor con el se va a estudiar la sincronización de las señales de excitación de los *RSs* es el *Medio Puente con Rectificador de Doble Onda con Toma Media* trabajando con ciclo de trabajo constante del 50%. En esta topología puede tener lugar conmutación a tensión cero (ZVS) por lo que las transiciones son diferentes y se va a analizar en detalle cómo afecta este hecho a la sincronización de las señales de potencia y control.



a) Tensión puerta-fuente de un Rectificador Síncrono ($V_{GS\text{-}RS}$, 5V/div, 1µs/div) y tensión drenador-fuente de un interruptor de primario (V_{DS}, 10V/div, 1µs/div).

b) Tensión puerta-fuente ($V_{GS\text{-}RS}$, 5V/div, 1µs/div) y drenador-fuente de un Rectificador Síncrono ($V_{DS\text{-}RS}$, 2V/div, 1µs/div).

Figura 3.35. Formas de onda medidas en un Medio Puente con ciclo de trabajo constante (50%) (Prototipo VI) para estudiar la sincronización entre la señal de excitación de un RS y las señales de potencia.

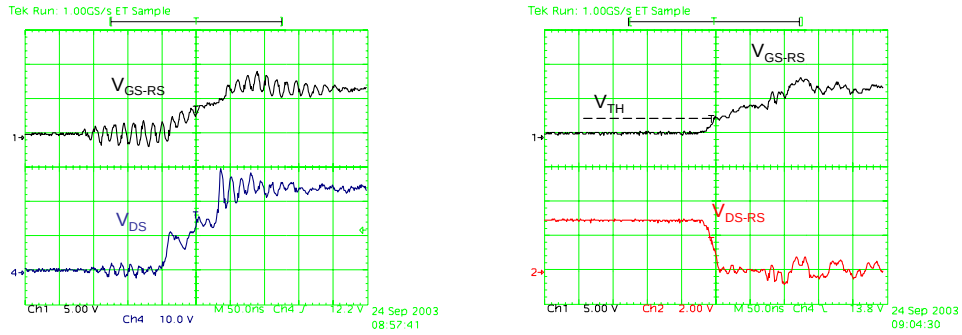
El convertidor con el que se realiza el análisis es el Prototipo VI de esta Tesis (Capítulo 6), en el que también se utiliza la *nueva técnica de RSA con devanado único*. Las especificaciones, así como el diseño de este convertidor, se detallan en la sección

6.3.2. Las especificaciones básicas de este convertidor son: tensión de entrada de 48V, tensión de salida de 1'5V y carga máxima de 20A.

En la sección 6.3.2.1 se detalla el diseño del transformador de este convertidor y se puede ver cómo es el entrelazado de los devanados de primario, secundario y auxiliar.

En la figura 3.35, la figura 3.36 y la figura 3.38 se muestran las formas de onda medidas en este prototipo. A la izquierda de estas figuras se muestra la tensión puerta-fuente de uno de los *RSs* (V_{GS-RS}) junto con la tensión drenador-fuente de uno de los interruptores de primario del *Medio Puente* (V_{DS}). A la derecha de estas figuras se muestra la tensión puerta-fuente de uno de los *RSs* (V_{GS-RS}) junto con la tensión drenador-fuente de ese mismo *RS*.

En el convertidor *Medio Puente* operando con ciclo de trabajo constante (50%) se puede producir conmutación suave [74], de forma que antes de encender un interruptor de primario su tensión es cero. En este prototipo se produce conmutación suave y es lo que explica que las transiciones de la tensión de drenador-fuente sean lentas y por tanto también lo sean las transiciones de la tensión puerta-fuente de los Rectificadores Síncronos.



a) Tensión puerta-fuente de un Rectificador Síncrono (V_{GS-RS}, 5V/div, 50ns/div) y tensión drenador-fuente de un interruptor de primario (V_{DS}, 10V/div, 50ns/div).

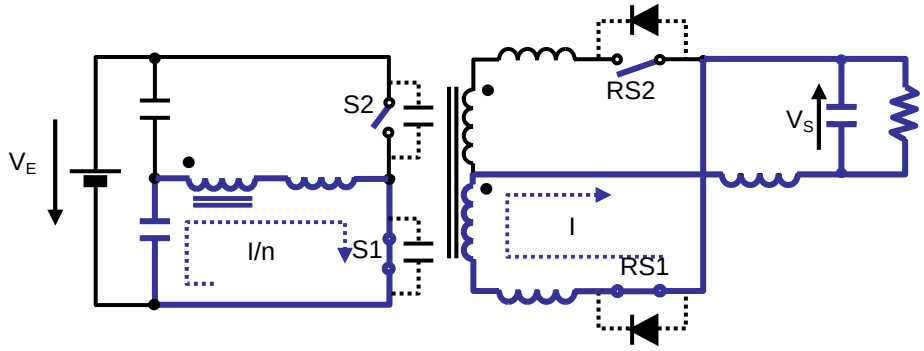
b) Tensión puerta-fuente (V_{GS-RS}, 5V/div, 50ns/div) y drenador-fuente de un Rectificador Síncrono (V_{DS-RS}, 2V/div, 50ns/div).

Figura 3.36. Formas de onda medidas en un Medio Puente con ciclo de trabajo constante (50%) (Prototipo VI): detalle del encendido de un Rectificador Síncrono.

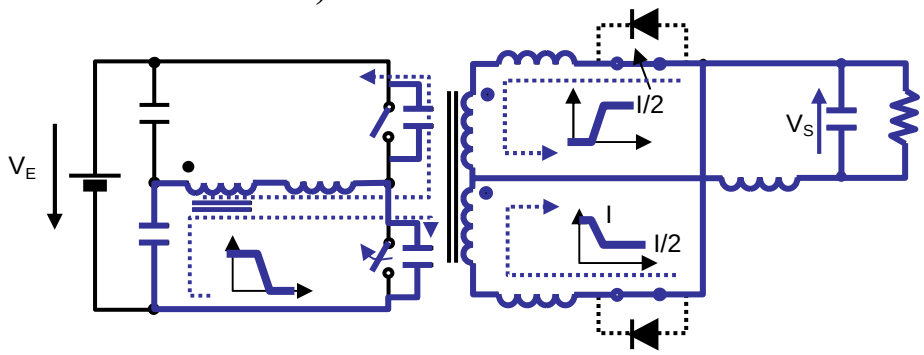
En la figura 3.36 se muestra el detalle del encendido del *RS* y en la figura 3.37 se ilustran los circuitos equivalentes justo antes y después del encendido del *RS*. Como se puede comprobar, desde el punto de vista de la sincronización de las señales de

excitación de los rectificadores síncronos, esta transición es idéntica a la que se tiene en el *Medio Puente* con control clásico (apartado 3.5.1).

Antes de cerrar el interruptor *RS2* se tiene conduciendo al interruptor *S1* y al Rectificador Síncrono correspondiente *RS1*. Para cerrar el Rectificador Síncrono *RS2* el primer paso que tiene lugar es abrir el interruptor de primario *S1*. En cuanto se abre este interruptor las capacidades parásitas empiezan a cargarse y descargarse y por tanto empiezan a cambiar las tensiones de drenador-fuente de los interruptores de primario así como la tensión aplicada al primario del transformador. Como se observa en la figura 3.36, izquierda, la tensión de puerta-fuente del *Rectificador Síncrono* cambia casi al mismo tiempo que lo hace la tensión de drenador-fuente del interruptor de primario. Por lo tanto, **el retardo de propagación entre el devanado de primario y el auxiliar es prácticamente despreciable**.



a) Antes del encendido del RS



b) Después del encendido del RS

Figura 3.37. Encendido de un Rectificador Síncrono en el Medio Puente con ciclo de trabajo constante (50%).

En la figura 3.36, derecha, se puede ver cómo, cuando la tensión puerta-fuente del *Rectificador Síncrono* alcanza su tensión umbral de conducción (V_{TH}), la tensión drenador-fuente de este *Rectificador Síncrono* cae a cero voltios. La corriente por este interruptor irá creciendo a la velocidad que permita el acoplamiento entre el devanado primario y los devanados secundarios; a medida que caiga la corriente por el devanado de primario y el de secundario correspondiente a *RS1* irá creciendo la corriente por el devanador de secundario correspondiente a *RS2*. En esta transición se puede asegurar que el diodo parásito del *Rectificador Síncrono* que se enciende no llega a conducir dado que su tensión puerta-fuente ha alcanzado la tensión umbral de conducción antes de que la tensión drenador-fuente del *Rectificador Síncrono* sea nula o negativa. Gracias a que casi no hay retardo entre el devanado primario y el auxiliar, cuando la corriente de la bobina empieza a circular por este *Rectificador Síncrono* y está descargando de forma suave la capacidad drenador-fuente de este interruptor, la tensión puerta-fuente alcanza su tensión umbral, cerrando este interruptor sin permitir que conduzca su diodo parásito.

En la figura 3.38 se muestra el detalle del apagado del *RS*. De igual forma que en el encendido, en la figura 3.39 se muestran los circuitos equivalentes justo antes y después del apagado del *RS*.

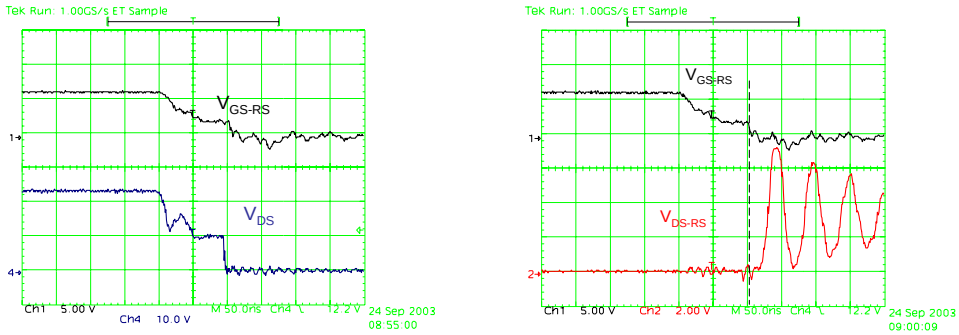
Así como el encendido de un *Rectificador Síncrono* del *Medio Puente* con ciclo de trabajo constante (50%) se produce de forma muy parecida a como ocurre en el *Medio Puente* tradicional, el apagado es ligeramente diferente debido al fenómeno de conmutación suave.

El apagado del *Rectificador Síncrono RS2* comienza cuando se abre el interruptor de primario *S2*. En ese instante comienza el proceso de conmutación suave para el interruptor *S1*, descargándose su capacidad parásita de salida y por tanto decreciendo la tensión de drenador-fuente del interruptor *S1* así como la tensión puerta-fuente del *Rectificador Síncrono RS2*. Como se observa en la figura 3.38, izquierda, gracias al buen acoplamiento entre los devanados de primario y auxiliar la tensión de excitación de los *RSs* sigue casi sin retraso a la tensión impuesta desde primario. Dependiendo de si se completa o no el proceso de conmutación suave nos podemos encontrar dos escenarios:

1) Si se produce de forma completa la transición suave, antes de encender el otro interruptor de primario, *S1*, la tensión de drenador-fuente de este interruptor es cero y por tanto el Rectificador *RS2* está ya apagado antes de encender el interruptor *S1* y no hay ningún peligro de conducción cruzada. La corriente

por la bobina tiene que seguir conduciendo por ambos rectificadores síncronos, *RS1* y *RS2*, y sólo cuando se encienda el interruptor *S1* será cuando la corriente de la bobina circule exclusivamente por *RS1*. Por lo tanto, mientras que dure esta situación es el diodo parásito del rectificador *RS2* el que conduce la corriente de esa rama. Gracias a que la tensión umbral de los MOSFETs de baja resistencia en conducción es muy pequeña (1V-2V), el rectificador síncrono se apaga en los últimos instantes de la conmutación suave cuando es inminente el encendido del interruptor S1.

Cuando se enciende el interruptor *S1* la corriente irá creciendo en el devanado de primario y en el devanado de secundario correspondiente a *RS1* e irá disminuyendo en el devanado de secundario del rectificador *RS2*. La velocidad de esta transición dependerá del acoplamiento de los devanados. El tiempo que dure esta transición es tiempo de conducción del diodo parásito dado que el rectificador *RS2* se había apagado previamente.



a) Tensión puerta-fuente de un Rectificador Síncrono (V_{GS-RS}, 5V/div, 50ns/div) y tensión drenador-fuente de un interruptor de primario (V_{DS}, 10V/div, 50ns/div).

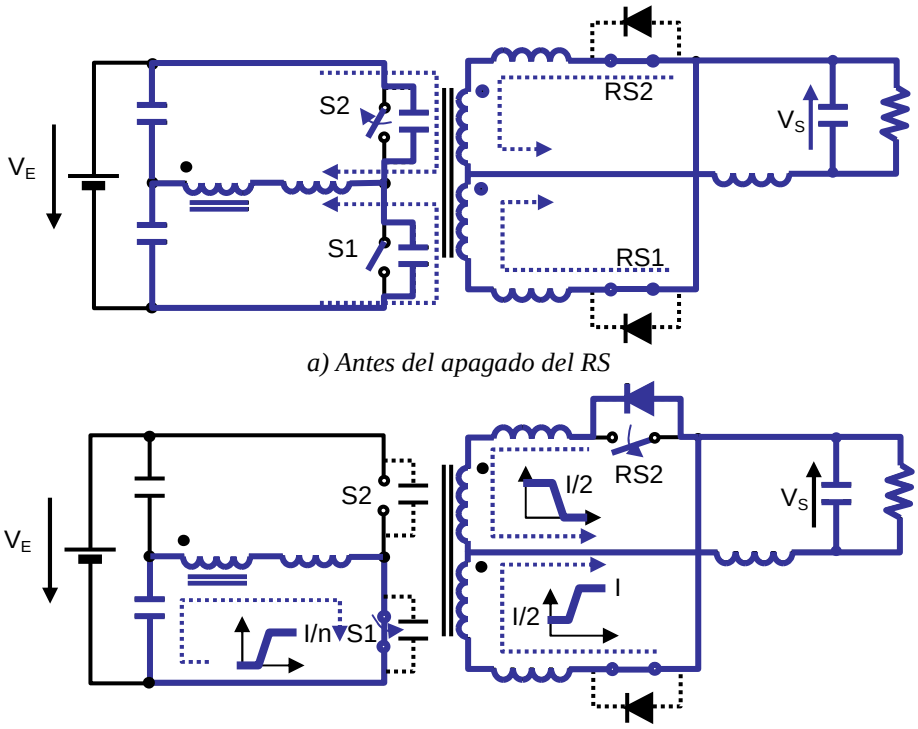
b) Tensión puerta-fuente (V_{GS-RS}, 5V/div, 50ns/div) y drenador-fuente de un Rectificador Síncrono (V_{DS-RS}, 2V/div, 50ns/div).

Figura 3.38. Formas de onda medidas en un Medio Puente con ciclo de trabajo constante (50%) (Prototipo VI): detalle del apagado de un Rectificador Síncrono.

2) El segundo escenario corresponde a que no se complete el proceso de conmutación suave. En este caso cuando se enciende el interruptor de primario *S1* la tensión de drenador-fuente de este interruptor se hace cero y con un cierto retardo se apagará el rectificador *RS2*. Como se analizó al principio de esta sección, en el apagado del rectificador síncrono, aunque existe riesgo de conducción, también hay un margen de tiempo para apagar el

rectificador y evitar la conducción cruzada. En el instante que se cierra el interruptor de primario *S1* comienza el proceso natural de traspaso de corriente de un devanado a otro, creciendo la corriente en el devanado de primario y el de secundario correspondiente a *RS1* y decreciendo en el devanado del rectificador *RS2*. El tiempo que dura esta transición es el margen de tiempo que tiene la *nueva técnica de RSA* para apagar a *RS2*. Cuando se apague *RS2* es su diodo parásito el que conducirá la corriente hasta que se desvanezca la corriente por este devanado.

De igual forma que ocurre en el Medio Puente con control clásico, con baja carga se dispone de menos tiempo para apagar al rectificador síncrono correspondiente y puede ser necesario tener una carga mínima.



a) Antes del apagado del RS

b) Después del apagado del RS

Figura 3.39. Apagado de un Rectificador Síncrono en el Medio Puente con ciclo de trabajo constante (50%).

La transición medida en la figura 3.38 se corresponde con el segundo escenario. El rectificador se apaga en el instante de la línea intermitente pero la tensión drenador-

fuente de este rectificador no crece mientras la corriente de esa rama no se haga cero, siendo el diodo parásito el que conduce la corriente durante los 20ns que dura esta situación. Por lo tanto en este prototipo **tampoco se produce conducción cruzada** gracias al buen acoplamiento del devanado primario y el auxiliar que permiten que el rectificador síncrono se apague casi inmediatamente después de encender el interruptor de primario (figura 3.38, izquierda) pero cuando todavía se está en la transición natural de trasvasar la corriente de un devanado a otro.

3.5.3 RESUMEN DEL ANÁLISIS DE LA SINCRONIZACIÓN DE LA NUEVA TÉCNICA DE RECTIFICACIÓN SÍNCRONA AUTOEXCITADA.

Como se ha visto anteriormente, con la *nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada* no existe peligro de conducción cruzada durante el encendido de un rectificador síncrono dado que, para que se encienda, primero ha de apagarse el interruptor de primario, no existiendo riesgo de solape. En los dos casos analizados no se produce conducción de los diodos parásitos en esta transición.

Durante el apagado del rectificador síncrono existe riesgo de conducción cruzada si no se tiene bien acoplado el devanado primario con el auxiliar. Sin embargo, en ninguno de los dos prototipos en los que se ha analizado esta transición se produce conducción cruzada, gracias a que el buen acoplamiento entre primario y auxiliar permiten apagar al rectificador síncrono correspondiente antes de que termine la transición natural de corriente de un devanado secundario al otro y por lo tanto no se produce conducción cruzada. El diodo parásito del rectificador sí que llega a conducir.

A medida que se va reduciendo la carga se dispone de menos tiempo para apagar el rectificador síncrono correspondiente y se puede llegar a producir conducción cruzada a muy baja carga. En los prototipos I y II se necesita una carga mínima en torno a 1W para evitar esta situación.

Tal y como se comprobó en la sección 2.2.2, cuando se produce conducción cruzada, aunque sea durante unos 50ns, el rendimiento del convertidor se ve muy penalizado. En función del análisis realizado y de los altos rendimientos obtenidos se puede afirmar que en ninguno de los seis prototipos que se han construido en esta Tesis con la *nueva técnica de RSA* se produce conducción cruzada gracias al buen acoplamiento del devanado primario y el auxiliar. Sólo en condiciones de muy baja carga (inferiores a 1W) puede tener lugar situaciones de conducción cruzada siendo necesaria una carga mínima que podría ser la propia alimentación del control del convertidor.

El acoplamiento del devanado auxiliar con primario ha de ser tan bueno o mejor que el acoplamiento del devanado secundario con el primario. Si se tuviese un acoplamiento regular entre los devanados de secundario y primario, no se produciría conducción cruzada siempre y cuando el devanado auxiliar estuviese bien acoplado con el primario si bien es cierto que los diodos parásitos de los rectificadores conducirían durante más tiempo debido al acoplamiento regular entre el devanado secundario y el auxiliar. Teniendo en cuenta tanto el correcto funcionamiento del nuevo circuito de excitación como el óptimo comportamiento de la etapa de potencia, los tres devanados han de estar lo mejor acoplados posible.

3.6 Conclusiones y resumen de aportaciones

La rápida evolución de los circuitos integrados y la microelectrónica demanda tensiones de alimentación cada vez más bajas. Los nuevos circuitos integrados no sólo requieren muy bajas tensiones de alimentación sino que además esta tensión ha de ser de una gran calidad, lo que significa que las fuentes de alimentación deben tener una rápida respuesta dinámica para responder a los escalones de carga a que son sometidas.

Esta evolución de los circuitos integrados, baja tensión y rápida respuesta dinámica, ha convertido en obsoletas soluciones topológicas que hace diez años o menos eran ampliamente utilizadas para alimentar microprocesadores y circuitos integrados similares. Las topologías que gobiernan el transformador de forma asimétrica están limitadas en su respuesta dinámica debido a la posible saturación del transformador; aquellas topologías que gobiernan simétricamente el transformador no tienen esta limitación y son más apropiadas para alimentar las nuevas cargas electrónicas.

El problema que surge para poder utilizar topologías que exciten simétricamente el transformador es cómo controlar los *Rectificadores Síncronos*. Las técnicas clásicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* no son apropiadas para topologías que exciten simétricamente el transformador, quedando abierta la siguiente pregunta: **¿se puede conservar la sencillez de las técnicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* con topologías que exciten simétricamente el transformador?**

Es en este entorno donde se motivan y surgen las aportaciones de este capítulo de la Tesis:

1) La principal aportación de este capítulo de la Tesis está en proponer una nueva técnica de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* que se denomina: **Técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada con devanado único**. La ventaja fundamental de esta técnica es que se puede aplicar a topologías de rápida respuesta dinámica y muy baja tensión de salida.

   Este circuito se basa en un devanado auxiliar del transformador y dos diodos de señal que se conectan como se muestra en la siguiente figura. Las ventajas de este circuito son:

   a) Libre elección de la tensión de excitación de los *Rectificadores Síncronos* a través del número de vueltas del devanado auxiliar y por tanto independiente de la tensión de salida.

b) Baja energía de excitación ya que la energía de la capacidad parásita de un rectificador se utiliza para cargar la del otro.

c) Y, sobre todo, la capacidad de mantener ambos *RSs* encendidos incluso cuando la tensión en el transformador es cero, lo que es imposible de hacer con las técnicas clásicas de *RSA*.

Esta nueva técnica de *RSA* se puede aplicar a cualquier topología alimentada en tensión y que excite simétricamente el transformador (*Push Pull*, *Medio Puente*, etc.) incluso para un rango amplio de tensión de entrada. También es aplicable a topologías como el *Forward con enclavamiento activo* o el *Medio Puente con control complementario* sólo si el ciclo de trabajo es constante e igual a 50%.

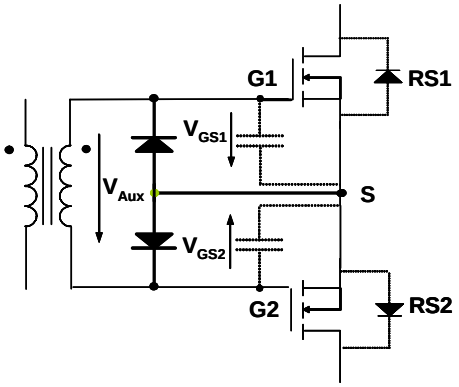


Figura 3.40. Nuevo circuito de Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único.

2) El "*talón de Aquiles*" de esta nueva técnica está en el acoplamiento de su devanado auxiliar. Como segunda aportación de este capitulo se ha de destacar el análisis teórico que se ha desarrollado para estudiar la influencia de los principales parámetros del circuito y obtener las consiguientes reglas de diseño, análisis teórico que se ha validado experimentalmente.

La principal conclusión de este análisis es que **el acoplamiento entre el devanado auxiliar y el devanado de primario es muy importante** para conseguir un adecuado funcionamiento de la técnica propuesta y evitar así el desplazamiento positivo de la tensión puerta-fuente del rectificador síncrono cuando ha de estar apagado.

El ajuste de la resistencia en paralelo (R_P) con las capacidades parásitas de puerta de los rectificadores puede ayudar a mejorar el comportamiento del

circuito pero sólo si el acoplamiento es suficientemente bueno. Si no se tiene un buen acoplamiento el ajuste de este parámetro es inútil.

Pese al efecto beneficioso de la resistencia serie (R_S) en el desplazamiento positivo de la tensión puerta-fuente, no se debe añadir resistencia serie ya que se produce conducción cruzada al retardar la tensión de puerta-fuente respecto de la tensión del secundario del transformador.

3) Cuando se utiliza la nueva técnica de RSA el transformador se convierte en un elemento clave ya que se tienen varios devanados y se debe cuidar el acoplamiento entre todos ellos. Se ha realizado un estudio basado en simulaciones para **estudiar la influencia de los distintos acoplamientos**. Las diferentes estrategias de entrelazado consideradas se han modelado con herramientas de elementos finitos (PEmag).

   Todos los devanados han de estar muy bien acoplados. Es bien conocido que los devanados de potencia han de estar bien acoplados para optimizar el convertidor. Pero cuando se utiliza esta nueva técnica el acoplamiento del devanado auxiliar es crítico. Por un lado, el acoplamiento con el devanado de primario es muy importante para evitar el desplazamiento positivo y por otro lado el acoplamiento con los devanados de secundario también lo es para tener una buena sincronización.

   Dada la importancia del acoplamiento del transformador es muy recomendable usar transformadores basados en **conductores planos** ya que permiten optimizar el entrelazado de los diferentes devanados.

   El diseño del transformador de potencia es especialmente complejo y se recomienda usar técnicas de modelado basadas en elementos finitos. Los modelos de los transformadores deben ser **modelos de parámetros distribuidos** para así poder describir apropiadamente el comportamiento de transformadores de varios devanados.

4) Se ha analizado en detalle cómo es la **sincronización de las señales de excitación de los *RSs*** con las señales de potencia cuando se utiliza la *nueva técnica de RSA*.

   El encendido del rectificador síncrono no entraña ningún peligro de conducción cruzada dado que para que se encienda el mismo se ha tenido que apagar previamente el interruptor de primario.

Es en el apagado del rectificador síncrono donde se puede producir conducción cruzada si no se apaga rápidamente el rectificador. Tras encender el interruptor de primario comienza un proceso de trasvase de la corriente de un devanado de secundario al otro; este proceso está ralentizado por el acoplamiento imperfecto de los devanados de potencia. Lo que dura este proceso de trasvase de corriente es el tiempo del que dispone la *nueva técnica de RSA* para apagar el rectificador síncrono. Se ha validado experimentalmente que **el acoplamiento del devanado auxiliar con el primario**, obtenido en los diferentes prototipos, **es suficientemente bueno para apagar rápidamente el rectificador y evitar la conducción cruzada**.

En resumen, el acoplamiento del devanado auxiliar con el primario es muy crítico. Con un buen acoplamiento de estos dos devanados se consigue por un lado evitar el desplazamiento positivo de la tensión puerta-fuente y por otro se evita situaciones de conducción cruzada al apagar rápidamente a los rectificadores síncronos. Teniendo en cuenta tanto el correcto funcionamiento del nuevo circuito de excitación como el óptimo comportamiento de la etapa de potencia, los tres devanados han de estar lo mejor acoplados posible.

La *nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada* se ha **validado experimentalmente en seis prototipos** de baja tensión y alta corriente a lo largo de la Tesis. En todos ellos se han conseguido altos rendimientos, lo que demuestra el correcto funcionamiento y sincronización de la nueva técnica. Dos de estos prototipos se han documentado en este capítulo y los otros cuatro se documentan en otros capítulos de esta tesis.

En el prototipo II se han probado diferentes técnicas de rectificación, obteniéndose los mejores resultados con la técnica propuesta. Es un convertidor Medio Puente con tiempos muertos en el transformador. Si se utilizan exclusivamente diodos Shottky como rectificadores el rendimiento es 82'7% a 10A. Si se utilizan sólo MOSFETs excitados con la técnica clásica de RSA, los diodos parásitos conducen durante los tiempos muertos y el rendimiento a 10A es de 81'8%. Si se utilizan los MOSFETs con la técnica clásica de RSA pero con diodos Shottky en paralelo para los tiempos muertos, el rendimiento sube al 87%. Por último si se utilizan sólo MOSFETs pero controlados con la nueva técnica de RSA, el rendimiento sube al 91%.

La *nueva técnica* propuesta en este capítulo permite mantener las ventajas de las técnicas de Rectificación Síncrona Autoexcitada en las topologías de rápida respuesta

dinámica (*Medio Puente*, *Push Pull,* etc.) más apropiadas para alimentar las nuevas cargas electrónicas de baja tensión.

El principal inconveniente de esta nueva técnica es que sus prestaciones son muy dependientes del acoplamiento de los devanados. Los resultados experimentales demuestran que el grado de acoplamiento que se puede alcanzar utilizando conductores planos es suficientemente bueno para obtener un funcionamiento correcto de la técnica propuesta.

Comparada con las técnicas de *Rectificación Síncrona Externa* la nueva técnica mantiene la simplicidad y la sincronización automática propias de las técnicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada*. Las técnicas de *Rectificación Síncrona Externa* requieren circuitos electrónicos más complicados así como un transformador de pulsos, lo que aumenta el tamaño y el coste de la solución. Además, la introducción de retardos en las transiciones no permite minimizar los tiempos de conducción de los diodos parásitos con las técnicas de *RS Externa*.

Por lo tanto, si bien es verdad que complica el diseño del transformador de potencia, la *nueva técnica de RSA* presenta ventajas importantes frente a las técnicas de *RS Externa* y otras técnicas que se han propuesto en los últimos años ([85], [43], [100] y [45]) y debe tenerse en cuenta a la hora de seleccionar la técnica de *Rectificación Síncrona* más adecuada en cada aplicación.

Capítulo 4

4 Gobierno simétrico del transformador: análisis y aplicabilidad de diversas soluciones topológicas

Capítulo 4

Gobierno simétrico del transformador: análisis y aplicabilidad de diversas soluciones topológicas

Índice

4.1 INTRODUCCIÓN 185
4.2 GOBIERNO SIMÉTRICO DEL TRANSFORMADOR 188
4.3 COMPARACIÓN DE RECTIFICADORES: DOBLE ONDA CON TOMA MEDIA VS. DOBLADOR DE CORRIENTE 195
4.3.1 Comparación de las bobinas de salida 199
4.3.2 Respuesta dinámica 202
4.3.3 Transformador 204
4.3.3.1 Diseño del transformador para las especificaciones consideradas 207
4.3.4 Influencia en los Interruptores de Primario 210
4.3.5 Influencia en los Rectificadores Síncronos 212
4.3.6 Oscilaciones durante los tiempos muertos 214
4.3.7 Selección de la etapa rectificadora para cada especificación 218
4.3.8 Campo de aplicación: Rectificador de Toma Media vs Doblador de Corriente 219
4.4 VALIDACIÓN MEDIANTE EL CONVERTIDOR MEDIO PUENTE CON RECTIFICADOR DE DOBLE ONDA CON TOMA MEDIA 221
4.4.1 Especificaciones 222
4.4.2 Diseño: Medio Puente con Toma Media 222
4.4.2.1 Relación de Transformación 223
4.4.2.2 Frecuencia de conmutación 225
4.4.2.3 Filtro de salida: Inductancia y capacidad 227
4.4.2.4 Interruptores de primario y rectificación 230
4.4.2.5 Transformador 231
4.4.2.6 Lazo de Control 231

4.4.3 Resultados Experimentales 234
4.4.4 Resumen y conclusiones 240
4.5 VALIDACIÓN MEDIANTE EL CONVERTIDOR MEDIO PUENTE CON RECTIFICADOR DOBLADOR DE CORRIENTE. 242
4.5.1 Especificaciones 242
4.5.2 Diseño: Medio Puente con Doblador de Corriente 242
4.5.2.1 Relación de Transformación, Frecuencia de Conmutación e Inductancias de salida 243
4.5.2.2 Filtro de salida: Bobinas y Capacidad 247
4.5.2.3 Transformador 248
4.5.2.4 Interruptores de Primario y Rectificadores Síncronos 250
4.5.2.5 Control 251
4.5.3 Resultados experimentales 252
4.5.3.1 Comparación con otra solución: Push-Pull Forward 256
4.5.4 Resumen y conclusiones 260
4.6 CONCLUSIONES Y RESUMEN DE APORTACIONES 262

4.1 Introducción

Como se ha estudiado en el capítulo 1 (apartado 1.4) las topologías que se han estado utilizando (*Forward con enclavamiento activo, Medio Puente con control complementario,* etc.) para alimentar desde alta tensión de entrada (48V) las cargas electrónicas de baja tensión están limitadas en su respuesta dinámica. Esta limitación puede llegar a convertirse en una restricción importante para aplicar estas topologías, que gobiernan de forma asimétrica el transformador, a las nuevas necesidades impuestas por la evolución de exigentes cargas electrónicas como son los microprocesadores.

En este capítulo se propone y se valida la aplicabilidad de topologías que gobiernan simétricamente el transformador en aplicaciones de muy baja tensión de salida y rápida respuesta dinámica. Como se ha explicado en el capítulo 1, topologías como el *Medio Puente clásico*, que gobiernan simétricamente al transformador, evitan que el transformador pueda saturarse cuando se producen los escalones de carga. Por lo tanto, aquellas topologías, como el *Medio Puente clásico*, que excitan simétricamente al transformador se presentan como una alternativa muy apropiada para alimentar cargas que requieran una dinámica rápida.

De entre las topologías básicas que gobiernan simétricamente al transformador, Push Pull, Medio Puente y Puente Completo, se ha elegido el Medio Puente para realizar la validación porque es la más sencilla, siendo muy apropiada para las potencias de este tipo de aplicaciones que son relativamente bajas (10W – 70W). La topología Push Pull, que también podría ser utilizada en este rango de potencias, presenta un transformador más complicado con dos devanados en primario y además los interruptores de primario han de soportar una tensión que es el doble de la tensión de entrada. Así por ejemplo, en aplicaciones de Telecomunicaciones, al ser la tensión de entrada máxima de 75V, los interruptores de primario del Push-Pull deberían ser al menos de 150V, mientras que los del Medio Puente son de 80V.

Las bajas tensiones de salida y altas corrientes, requieren del uso de técnicas de *Rectificación Síncrona*. Como ya se ha analizado en el capítulo 2, las técnicas de *RSA* clásicas no son apropiadas para las topologías tipo Medio Puente porque no mantienen encendidos los *Rectificadores Síncronos* durante los tiempos muertos del transformador. Sin embargo, la *nueva técnica de RSA de devanado único (SWSDSR)* sí que es apropiada para este tipo de topologías, permitiendo el uso de *técnicas de Rectificación Síncrona Autoexcitada* en las soluciones que se analizan en este capítulo.

Por supuesto, también se pueden utilizar técnicas de *Rectificación Síncrona Externa* con las topologías que gobiernan de forma simétrica el transformador si bien es necesario el uso de un transformador de pulsos junto con el inconveniente de tener que introducir tiempos muertos entre las señales de encendido y apagado de los interruptores con la consiguiente disminución del rendimiento (apartado 2.2.2).

De entre las etapas rectificadoras que se pueden utilizar con las topologías que gobiernan simétricamente al transformador, el *Rectificador de Doble Onda con Toma Media* [1] y el *Rectificador Doblador de Corriente* ([103] y [104]) presentan ventajas interesantes para estas aplicaciones. En este capítulo se van a analizar y comparar estos dos rectificadores, delimitando su campo de aplicación.

Las soluciones con las que se valida la aplicabilidad de las topologías que gobiernan simétricamente al transformador como alternativa para alimentar las nuevas cargas electrónicas son la topología *Medio Puente con Rectificador de Doble Onda con Toma Media y Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único* (figura 4.1) y la topología *Medio Puente con Rectificador Doblador de Corriente con Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único* (figura 4.2). Se van a estudiar las cualidades de estas topologías, presentando sus ventajas y limitaciones a la hora de alimentar este tipo de cargas. El estudio se va concretar con el desarrollo de dos prototipos, uno para cada uno de los rectificadores considerados. Al mismo tiempo, el desarrollo de estos dos prototipos sirve también para validar y demostrar la viabilidad de la *nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada* que se ha presentado en el capítulo 3.

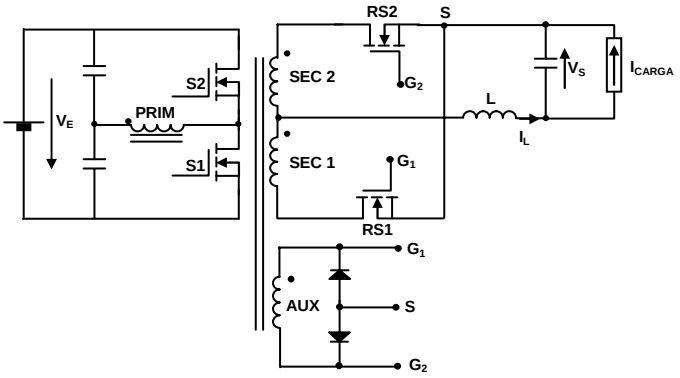


Figura 4.1. Convertidor Medio Puente con Rectificador de Doble Onda con Toma Media y Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único.

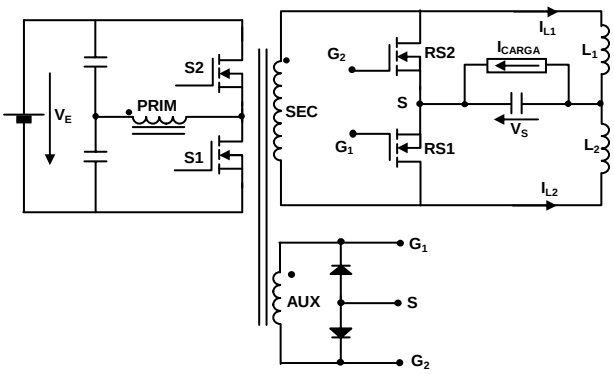


Figura 4.2. Convertidor Medio Puente con Rectificador Doblador de Corriente y Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único.

4.2 Gobierno simétrico del transformador

Tal y como se ha analizado en el apartado 1.4.1 (capítulo 1), las topologías que gobiernan simétricamente el transformador son más apropiadas para responder ante escalones de carga que las que lo gobiernan de forma asimétrica. Las topologías que gobiernan de forma asimétrica pueden llegar a saturar el transformador durante el escalón de carga ya que la corriente magnetizante va creciendo de forma acumulativa durante todo el transitorio. Sin embargo, las topologías que gobiernan simétricamente el transformador, desmagnetizan ciclo a ciclo el transformador, incluso durante los escalones de carga (figura 1.11).

Analizando en más profundidad cómo responde ante un escalón de carga un convertidor que gobierna de forma simétrica al transformador, se comprueba que también en estas topologías puede tener lugar un desequilibrio en el balance voltios·segundo del transformador. Si bien es verdad que el desequilibrio es pequeño, se debe tener en cuenta en el diseño del convertidor y más concretamente del transformador.

En esta sección se analiza por qué tiene lugar este desequilibrio y cómo puede afectar al convertidor. El motivo de este desequilibrio está en que dentro del mismo periodo de conmutación, y como consecuencia de alguna perturbación en la entrada o la salida del convertidor, el ciclo de trabajo del interruptor que magnetiza el transformador puede ser diferente del ciclo de trabajo del que desmagnetiza el transformador. Los circuitos integrados comerciales, diseñados para topologías que gobiernan de forma simétrica el transformador (por ejemplo el UCC3825), tienen esa característica. Dos son los motivos para que funcionen de esta forma:

- La implementación del circuito que reproduce ese comportamiento es muy sencilla.
- Desde el punto de vista del control, el convertidor se comporta como si trabajase a una frecuencia que es el doble de la frecuencia de conmutación de los interruptores de primario. De esta forma se puede responder más rápidamente ante perturbaciones y escalones de carga.

Por lo tanto, cuando se responde ante un escalón de carga, el ciclo de trabajo se satura y ciclo a ciclo se mantiene el balance voltios·segundo y es al final del transitorio cuando puede existir un desajuste en el proceso de magnetizar y desmagnetizar el transformador. En la figura 4.3 se ilustra un ejemplo donde se muestra cómo puede ser este desequilibrio. Durante los dos primeros ciclos, ciclo 1 y ciclo 2, en los que el

ciclo de trabajo se encuentra saturado se cumple el balance voltios·segundo del transformador. El desajuste del balance tiene lugar en el último periodo del transitorio, ciclo 3, donde se puede dar una situación como la representada, en la que el ciclo de trabajo deja de estar saturado antes de completar la desmagnetización del transformador en ese ciclo. En el semiciclo positivo el ciclo de trabajo está todavía saturado mientras que en el semiciclo negativo el ciclo de trabajo vuelve a su valor en régimen permanente de forma que en este ciclo 3 se desequilibra el balance voltios·segundo en el transformador. En casos como éste se crea un desequilibrio en el balance voltios·segundo del transformador que se debe tener en cuenta para evitar la saturación del mismo. Este tipo de situaciones pueden tener lugar principalmente si el control es no lineal, o lo que es lo mismo, si el ancho de banda del control no está limitado por la frecuencia de conmutación del convertidor.

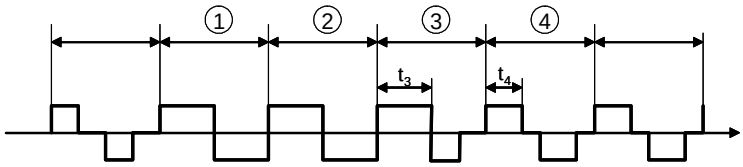


Figura 4.3. Tensión aplicada al transformador durante un escalón de carga.

En la figura 4.4 se representa el peor de los casos que pueden darse. Esta situación consiste en que durante dos semiciclos seguidos el transformador sólo se magnetiza (t3 y t4), sin producirse una desmagnetización entre los dos semiciclos positivos. La respuesta óptima ante un escalón de carga positivo (figura 2.30 del capítulo 2) consiste en saturar el ciclo durante un cierto tiempo a "1" y a continuación saturarlo a "0" durante un corto periodo de tiempo para así recuperar el régimen permanente del nuevo estado. Ésta es la situación que se ha considerado en la figura 4.4, donde el fin de la saturación a "1" coincide con el semiciclo positivo de 3, y el periodo de saturación a "0" coincide con el semiciclo negativo de 3 y en el semiciclo positivo de 4 ya se arranca con el nuevo régimen permanente. Si el tiempo de saturación a "0" fuese más largo no empeoraría la situación del transformador dado que durante este tiempo ni se magnetiza ni se desmagnetiza, en todo caso mejoraría si el tiempo de saturación a "0" anulase el semiciclo positivo (t_4) y se recuperara el régimen permanente con un semiciclo negativo, desmagnetizando el transformador en lugar de magnetizarlo.

Por lo tanto, el peor caso está en que durante los tiempos t3 + t4 se magnetiza el transformador en un único sentido. t3 es un semiperiodo entero y t4 es el tiempo

correspondiente al ciclo de trabajo en régimen permanente. El diseño del transformador se ha de hacer para que no se sature en este peor caso.

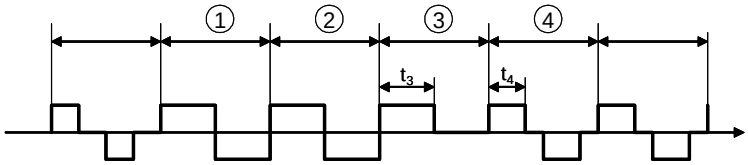


Figura 4.4. Tensión aplicada al transformador durante un escalón de carga: Peor caso.

Aún diseñando correctamente el transformador y evitando su saturación en el peor caso, existe un segundo problema a considerar: después de un transitorio de carga el transformador puede quedar con un cierto valor medio de flujo magnético y este valor medio podría ir acumulándose si los sucesivos transitorios de carga ocurren siempre de forma que vaya creciendo el valor medio, pudiéndose alcanzar la saturación del transformador.

La topología Medio Puente presenta una ventaja muy interesante frente a otras topologías que gobiernan de forma simétrica el transformador y es que el valor medio de corriente magnetizante del transformador ha de ser nulo en régimen permanente. La conexión del transformador al punto medio de los condensadores (figura 4.5) es la que fuerza esta situación ya que en régimen permanente el valor medio de la corriente por los condensadores ha de ser nulo. Como en régimen permanente, la corriente por primario del transformador (I_{PRIM}) también tiene valor medio nulo, la corriente magnetizante y por tanto el flujo magnético del transformador han de tener valor medio nulo en régimen permanente.

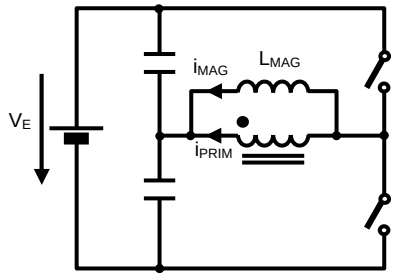


Figura 4.5. Circuito equivalente de primario del convertidor Medio Puente.

Por lo tanto, si después de un transitorio de carga el transformador se queda cargado con cierto valor medio de flujo, los condensadores del Medio Puente se encargarán de llevar a cero el valor medio del flujo, evitando de esta forma que pudiese ir cabalgando el flujo siempre en el mismo sentido.

Garantizar que en régimen permanente el valor medio de corriente magnetizante ha de ser nulo es una ventaja que diferencia al convertidor Medio Puente de otras topologías que gobiernan de forma simétrica el transformador (Push Pull, Puente Completo) escalones de carga sin riesgo de saturar el transformador. A continuación se va a estudiar cómo evoluciona el convertidor Medio Puente si se produce un desequilibrio como el de la figura 4.4.

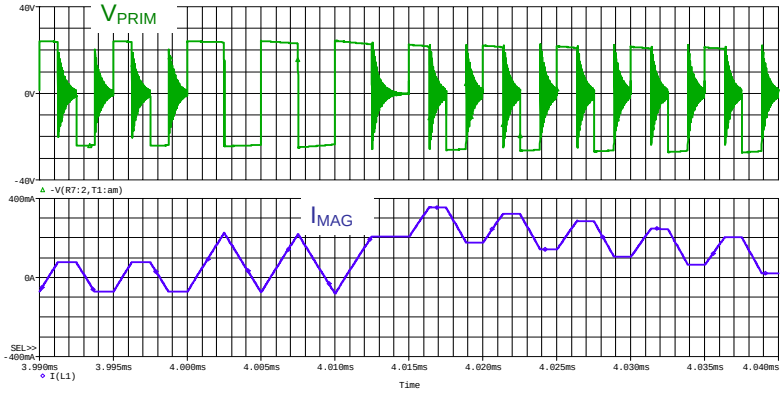


Figura 4.6. Convertidor Medio Puente ante escalón de carga: simulación del peor caso de desequilibrio del transformador.
V_{PRIM} - tensión de primario del transformador
I_{MAG} – corriente magnetizante del transformador

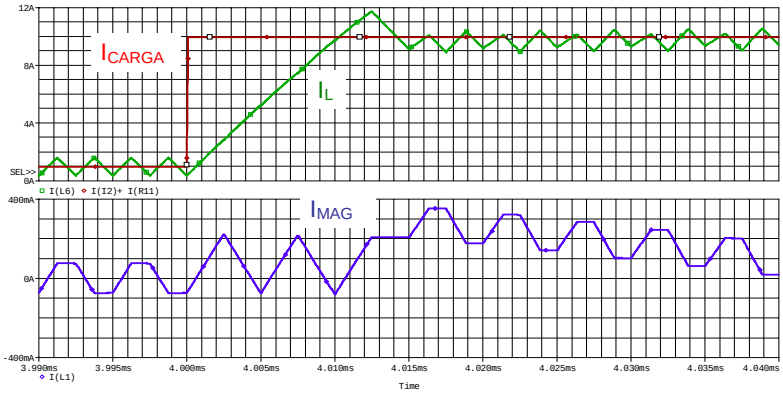


Figura 4.7. Convertidor Medio Puente ante escalón de carga: simulación del peor caso de desequilibrio del transformador.
I_{MAG} – corriente magnetizante del transformador
I_{CARGA} – corriente demandada por la carga
I_L – corriente de la bobina de salida

Analizar cómo este desequilibrio se manifiesta en el convertidor y cómo afecta al diseño no es sencillo dado que la evolución del sistema depende de muchos elementos del convertidor. Para analizar este desequilibrio se han realizado simulaciones (con el simulador PSPICE) del convertidor Medio Puente correspondiente al prototipo I (apartado 4.4).

El peor caso que se puede dar desde el punto de vista del transformador (figura 4.4) se ha simulado sobre este convertidor. La figura 4.6 y la figura 4.7 muestran cómo el desequilibrio del producto voltios·segundo del final del transitorio lleva a la corriente magnetizante del transformador a tener un cierto valor medio que se va poco a poco hacia cero gracias a que los condensadores del Medio Puente obligan a que la corriente magnetizante tenga valor medio nulo en régimen permanente. Por supuesto el transformador se debe diseñar para no saturar en éste el peor caso.

En la figura 4.8 se muestra cómo es la evolución de la corriente magnetizante en una escala de tiempo más grande. Tras el desequilibrio, la inductancia magnetizante entra en resonancia con los condensadores del Medio Puente, produciéndose una oscilación transitoria que se va amortiguando hasta desaparecer, quedando la corriente magnetizante con valor medio nulo. Tal como se ve en la figura 4.8, la parte fundamental de la oscilación tarda en torno a 1ms en atenuarse. Si antes de que transcurra este tiempo se produjese un nuevo escalón de carga y se generara un nuevo desequilibrio en el mismo sentido se podría llegar a saturar el transformador, por lo tanto y para evitar el riesgo de saturar el transformador entre un escalón de carga positivo y el siguiente debería de transcurrir al menos 1ms en este convertidor, o lo que es lo mismo, la frecuencia máxima de los escalones de carga es 1kHz para este convertidor.

Por lo tanto, el convertidor Medio Puente tiene limitada la máxima frecuencia de los escalones de carga que puede alimentar cuando se utiliza un controlador comercial. Limitación que se debe tener en cuenta y cuantificar para cada diseño.

La forma más fácil de eludir esta limitación es evitar el desequilibrio ilustrado en la figura 4.4 con un circuito de control que garantice que ciclo a ciclo se cumple siempre el balance voltios·segundo en el transformador. De esta forma se podrían utilizar las topologías que gobiernan simétricamente el transformador en aquellas aplicaciones que además de demandar escalones agresivos de carga, los escalones ocurran con alta frecuencia.

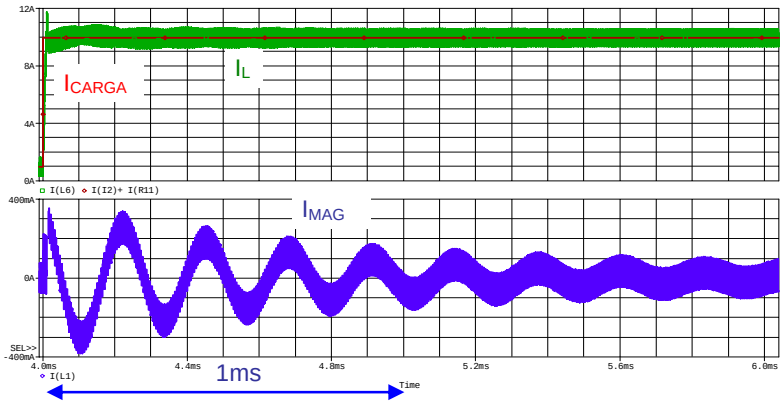


Figura 4.8. Convertidor Medio Puente ante escalón de carga: simulación del peor caso de desequilibrio del transformador.
I_{MAG} – corriente magnetizante del transformador
I_{CARGA} – corriente demandada por la carga
I_L – corriente de la bobina de salida

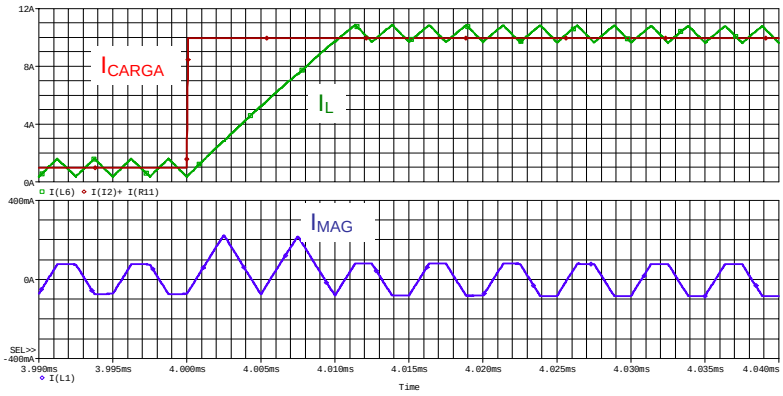


Figura 4.9. Convertidor Medio Puente ante escalón de carga: simulación forzando desmagnetización ciclo a ciclo.
I_{MAG} – corriente magnetizante del transformador
I_{CARGA} – corriente demandada por la carga
I_L – corriente de la bobina de salida

En la figura 4.9 se muestra cómo si el control desmagnetiza siempre ciclo a ciclo el convertidor, no se produce ningún desequilibrio en la corriente magnetizante y no existe riesgo de saturación del transformador incluso durante los escalones de carga.

En resumen, la topología Medio Puente admite desequilibrios en el producto voltios·segundo del transformador gracias a que en régimen permanente el valor

medio de la corriente magnetizante ha de ser nulo. Sin embargo, la frecuencia en la que los escalones de carga pueden tener lugar está limitada y depende de cada diseño; en el ejemplo analizado la frecuencia máxima está en torno a 1kHz**.** En aplicaciones donde la frecuencia de los escalones no sea elevada, la topología Medio Puente combinada con circuitos de control comerciales es una solución viable, sin riesgo de saturar el transformador.

Sin embargo, en aplicaciones donde la frecuencia de los escalones sea más elevada, el control debe garantizar que no se satura el transformador. Si la topología empleada es el convertidor *Medio Puente* o similares, se puede utilizar un control que garantice que el ciclo de trabajo es el mismo en el semiciclo positivo que en el semiciclo negativo. De esta forma **se cumple el balance voltios·segundo en todos y cada uno de los periodos de conmutación** y el transformador no se satura cuando se producen los escalones de carga.

Si la topología empleada es el *Push Pull*, el *Puente Completo* u otras topologías similares que aunque exciten simétricamente al transformador no aseguran que el flujo del transformador tenga valor medio cero en régimen permanente, se debe utilizar el control modo corriente de pico [1] para garantizar que el transformador no se satura ni en régimen permanente ni ante escalones de carga. Por supuesto, este método de control también se puede utilizar con la topología *Medio Puente* para evitar que sature el transformador ante los escalones de carga.

En esta tesis no se aborda este aspecto del control pero, a juicio del autor, analizar estas técnicas y otras que puedan plantearse para controlar topologías que gobiernan simétricamente el transformador puede ser un trabajo de gran interés. El objetivo de estas técnicas de control debe ser doble, por un lado deben maximizar la respuesta dinámica del convertidor y al mismo tiempo deben evitar la saturación del transformador.

4.3 Comparación de Rectificadores: Doble Onda con Toma Media vs. Doblador de Corriente

Las topologías que gobiernan simétricamente el transformador admiten en secundario diferentes tipos de etapas rectificadoras. En este punto se analizan y comparan las dos etapas rectificadoras que son más apropiadas para aplicaciones de baja tensión y alta corriente. Además, también se determina el campo de aplicación de cada una de ellas.

Más concretamente, en esta sección se analizan y comparan el *Rectificador de Doble Onda con Toma Media* (*RTM*) [1] y el *Rectificador Doblador de Corriente* (*RDC*) ([103] y [104]) para usar con topologías que gobiernan simétricamente el transformador, como el convertidor *Medio Puente*, y en aplicaciones de baja tensión de salida y alta corriente.

El *Rectificador de Puente Completo* [1] es otro rectificador de doble onda que se puede utilizar con el convertidor *Medio Puente* pero que no resulta adecuado para aplicaciones de baja tensión de salida y alta corriente dado que conducen dos interruptores en serie, aumentando las pérdidas de conducción. Por este motivo, este tercer rectificador no se considera en este análisis.

Las dos etapas rectificadoras consideradas son bien conocidas y no se va a explicar el detalle de su funcionamiento, que por otra parte se puede consultar en ([1], [103] y [104]), centrándose el análisis en aquellos puntos que resultan más críticos desde el punto de vista de las aplicaciones que se consideran en esta Tesis. En la figura 4.10 se muestran ambas etapas rectificadoras con sus correspondientes formas de onda: tensión en el transformador, corriente en las bobinas y corriente de los Rectificadores Síncronos.

La primera diferencia importante está en la relación entre la tensión de entrada y salida. En el *Rectificador de Doble Onda con Toma Media* la relación es:

$$V_S = \frac{V_E}{n_{TM}} \cdot d \qquad \textit{Ecuación 4.1}$$

mientras que en el *Rectificador Doblador de Corriente* la relación viene dada por:

$$V_S = \frac{V_E}{2 \cdot n_{DC}} \cdot d \qquad \textit{Ecuación 4.2}$$

siendo n_{TM} la relación de vueltas del *RTM* (n_{TM}:1:1), n_{DC} la relación de vueltas del *RDC* (n_{DC}:1) y d el ciclo de trabajo de los interruptores de primario.

En este tipo de convertidores de baja tensión de salida, el ciclo de trabajo es importante que esté centrado para que así se responda igual ante un escalón de carga de bajada como de subida. En el convertidor Medio Puente, el ciclo de trabajo está centrado cuando éste es alrededor del 25% ya que el ciclo de trabajo máximo de los interruptores de primario es 50%. Por lo tanto, en las aplicaciones que se consideran en esta tesis, la relación de vueltas del RTM será el doble de la del RDC para así trabajar con ciclos de trabajo similares y próximos al 25%:

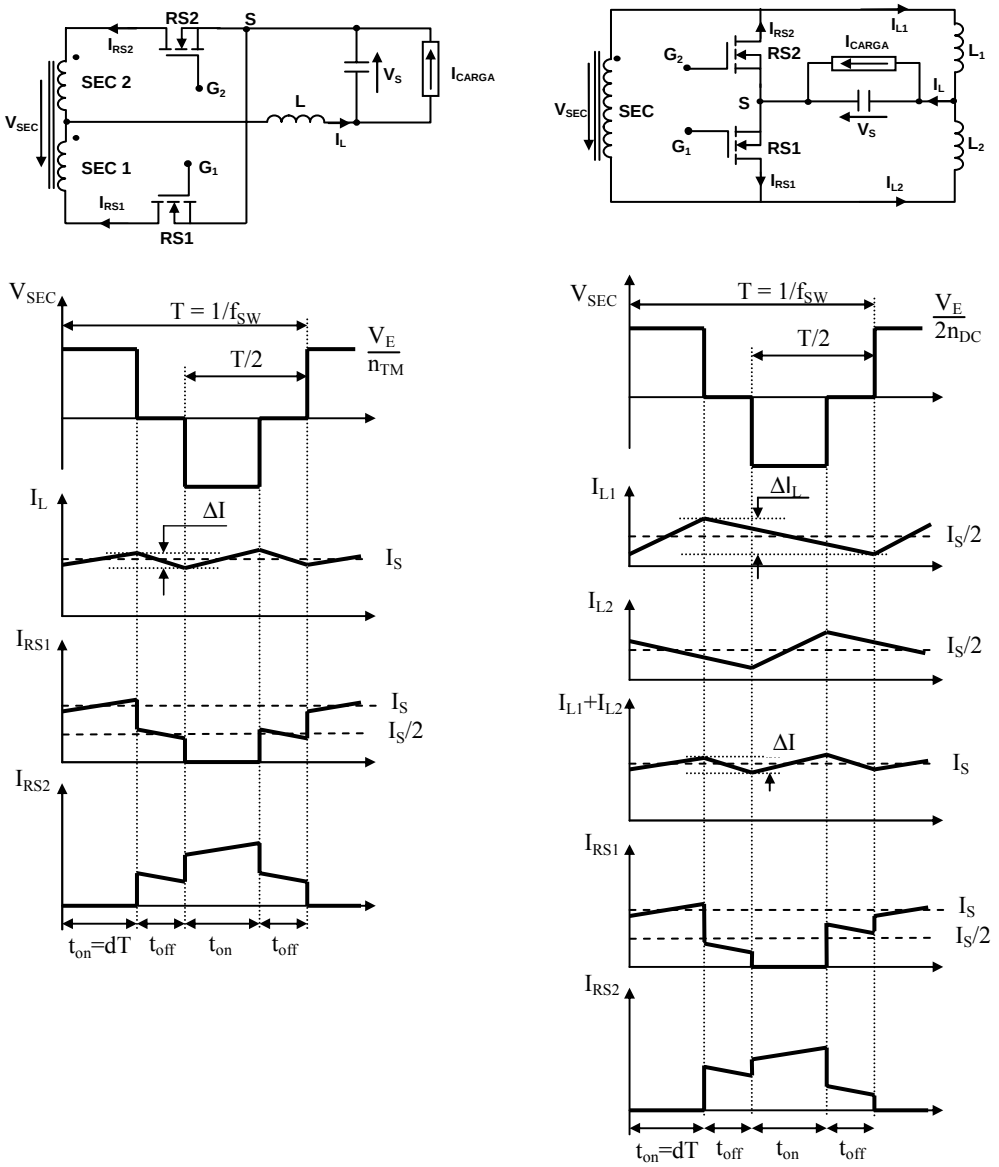
$$n_{TM} = 2 \cdot n_{DC} \qquad \textit{Ecuación 4.3}$$

En el *Rectificador de Doble Onda con Toma Media* el filtro de salida trabaja al doble de la frecuencia del transformador y de los MOSFETs de primario (f_{SW}). El valor medio de la corriente en la bobina de salida (L) es el valor de corriente impuesto por la carga.

Sin embargo, en el *Rectificador Doblador de Corriente*, existen dos bobinas, L_1 y L_2, que trabajan a la misma frecuencia (f_{SW}) que el primario pero se encuentran desfasadas 180º, produciéndose el fenómeno de cancelación de rizado. Este fenómeno consiste en que parte del rizado de las corrientes de cada una de las bobinas (ΔI_L) se cancela (figura 4.10, b), de forma que el condensador de salida ha de filtrar un rizado de corriente más pequeño del que tiene cada una de las bobinas de forma separada. Siendo ΔI el rizado de corriente a la salida del convertidor, la ecuación 4.4 determina la cancelación de corriente en este rectificador. El grado de cancelación de rizado depende del ciclo de trabajo (d) de los MOSFETs de primario:

$$\Delta I_L = \Delta I \cdot \frac{1-d}{1-2 \cdot d} \qquad \textit{Ecuación 4.4}$$

Lo primero que se ha de destacar es que en ambas etapas rectificadoras se utiliza *Rectificación Síncrona* para reducir las pérdidas por conducción. Las dos etapas rectificadoras presentan la misma tensión (V_{SEC}) en el transformador y la ley de control de los *Rectificadores Síncronos* es la misma en las dos etapas: durante el pulso positivo de la tensión V_{SEC}, el rectificador *RS2* debe estar apagado y el *RS1* debe conducir, durante el pulso negativo es el *RS1* el que debe estar apagado y durante los tiempos muertos, ambos rectificadores (*RS1* y *RS2*) deben conducir.



a) Rectificador de Doble Onda con Toma Media

b) Rectificador Doblador de Corriente

Figura 4.10. Etapas rectificadoras y formas de onda correspondientes.

En ambas etapas rectificadoras se pueden utilizar tanto técnicas de *Rectificación Síncrona Externa* como la nueva técnica de *Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único*, ya que con estas técnicas se obtiene la ley de control requerida, asegurando que los *RSs* conducen durante los tiempos muertos del transformador. Por lo tanto, **desde el punto de vista de las *técnicas de Rectificación Síncrona,* no existe ninguna diferencia** entre las dos etapas rectificadoras consideradas.

Para poder comparar de forma objetiva estas dos etapas rectificadoras, se va a estudiar cómo queda el diseño del convertidor *Medio Puente* con cada uno de las etapas rectificadoras. Este análisis se va a realizar con las siguientes consideraciones en el diseño de cada uno de los convertidores: 1) el rango de tensión de entrada, la tensión de salida y la carga es la misma para los dos convertidores, 2) ambos convertidores trabajan con la misma frecuencia de conmutación (f_{sw}) en los MOSFETs de primario, 3) la relación de vueltas se va a elegir de forma que ambos convertidores trabajen con el mismo ciclo de trabajo (d) y 4) los dos convertidores se han de diseñar de forma que se tenga el mismo rizado de corriente (ΔI) a través de la capacidad de salida.

Tabla 4.1

ESPECIFICACIONES PARA COMPARAR EL RECTIFICADOR CON TOMA MEDIA Y EL RECTIFICADOR DOBLADOR DE CORRIENTE

	ΔI	I_S	$\Delta I/I_S$
Especificación 5A/10A	5A	10A	1/2
Especificación 5A/25A	5A	25A	1/5
Especificación 5A/50A	5A	50A	1/10
Especificación 1A/10A	1A	10A	1/10
Especificación 1A/25A	1A	25A	1/25

Para comparar las dos etapas rectificadoras y poder determinar el campo de aplicación de cada una se ha seleccionado un convertidor de tensión de entrada 48V y tensión de salida 1'5V, se han elegido tres corrientes de salida diferentes (10A, 25A y 50A) y dos rizados de salida diferentes (5A y 1A), ya que son estas variables las que principalmente van a influir en la selección de una etapa rectificadora u otra. En la tabla 4.1 se muestran las combinaciones de corriente de salida y rizado seleccionadas destacando la relación entre las mismas ($\Delta I/I_S$) La comparación se ha hecho para una frecuencia de conmutación de 250kHz y la relación de vueltas se ha fijado en 8:1:1 en el *Rectificador de Doble Onda con Toma Media* y en 4:1 en el *Rectificador Doblador*

de Corriente, de forma que ambos convertidores trabajen con el mismo ciclo de trabajo en los MOSFETs de primario (25%).

A continuación se va a analizar cómo influye sobre el convertidor Medio Puente el uso de una u otra etapa rectificadora tanto a nivel de pérdidas tamaño así como respuesta dinámica. El análisis se va a ir cuantificando sobre los cinco diseños considerados para ayudar así a determinar el campo de aplicación de cada una de las etapas rectificadoras.

4.3.1 COMPARACIÓN DE LAS BOBINAS DE SALIDA

Como el *Rectificador de Toma Media* es un rectificador de doble onda, el filtro de salida trabaja al doble de la frecuencia de conmutación de primario, y por lo tanto también la bobina de este rectificador trabaja al doble de frecuencia (figura 4.10, a), lo que representa una ventaja muy importante. Por otro lado, esta bobina conduce toda la corriente de salida.

El *Rectificador Doblador de Corriente* presenta dos bobinas en su filtro de salida. Estas bobinas trabajan a la misma frecuencia de conmutación de primario, lo que significa una desventaja respecto de la bobina del *Rectificador con Toma Media*. Sin embargo, gracias a que son dos bobinas, la corriente que conduce cada una es la mitad de la corriente de salida (figura 4.10, b).

Como se ve en la tabla 4.2, el valor de la inductancia necesaria depende de la frecuencia de conmutación de primario (f_{SW}) y del rizado de corriente a la salida (ΔI). Para mantener el mismo rizado de corriente a la salida con la misma frecuencia en primario, los valores de inductancia necesarios en el *Rectificador Doblador de Corriente* son el doble de los necesarios en el *Rectificador con Toma Media*. Pese a que en el rectificador Doblador de Corriente se tiene el efecto de cancelación parcial de rizados, la inductancia necesaria en el *Rectificador con Toma Media* resulta ser la mitad.

Por otra parte, y debido al efecto de cancelación de rizados, el rizado de corriente en cada bobina del *Doblador de Corriente* es más grande (tabla 4.2) que el rizado de la bobina del *Rectificador con Toma Media*. Este mayor rizado de corriente en las bobinas va a representar una desventaja del *Doblador de Corriente* que será más significativa cuando el rizado de corriente sea comparable al valor medio de la corriente de salida.

Tabla 4.2
COMPARACIÓN DE LAS BOBINAS DEL EL RECTIFICADOR CON TOMA MEDIA Y EL RECTIFICADOR DOBLADOR DE CORRIENTE

	Número de bobinas	Valor de la Inductancia	Rizado de corriente en cada bobina	Corriente eficaz en cada bobina
RDO con Toma Media	1	$\frac{V_S \cdot (1-2\cdot d)}{2\cdot f_{SW}\cdot \Delta I}$	ΔI	$\sqrt{I_S^{\,2}+\frac{\Delta I^2}{12}}$
Rectificador Doblador de Corriente	2	$\frac{V_S \cdot (1-2\cdot d)}{f_{SW}\cdot \Delta I}$	$\Delta I \cdot \frac{1-d}{1-2\cdot d}$	$\sqrt{\left(\frac{I_S}{2}\right)^2+\frac{\Delta I^2}{12}\cdot\left(\frac{1-d}{1-2\cdot d}\right)^2}$

Un primer efecto negativo del mayor rizado de corriente en las bobinas del *Doblador de Corriente* se manifiesta en la energía que han de almacenar éstas. La energía total manejada por las dos bobinas del *Doblador de Corriente* es mayor que la manejada por la bobina del *Rectificador con Toma Media*. La energía total almacenada por las bobinas del *Doblador de Corriente* es,

$$E_{DC} = \frac{V_S \cdot (1-2\cdot d)}{f_{SW}\cdot \Delta I}\cdot\left[\frac{I_S}{2}+\frac{\Delta I}{2}\cdot\frac{1-d}{1-2\cdot d}\right]^2 \qquad \textit{Ecuación 4.5}$$

mientras que la energía almacenada por la bobina del *Rectificador con Toma Media* es,

$$E_{TM} = \frac{1}{2}\cdot\frac{V_S \cdot (1-2\cdot d)}{2\cdot f_{SW}\cdot \Delta I}\cdot\left[I_S+\frac{\Delta I}{2}\right]^2 \qquad \textit{Ecuación 4.6}$$

y el cociente entre ambas resulta ser,

$$\frac{E_{DC}}{E_{TM}} = \frac{\left[I_S+\Delta I\cdot\frac{1-d}{1-2\cdot d}\right]^2}{\left[I_S+\frac{\Delta I}{2}\right]^2} \qquad \textit{Ecuación 4.7}$$

Como se observa en la ecuación 4.7, la razón entre las energías de las bobinas del Doblador de Corriente y el Rectificador con Toma Media depende exclusivamente de la relación entre la corriente de salida, el rizado permitido y la cancelación de rizado que tiene lugar en el Doblador de Corriente. En aplicaciones con muy alta corriente, ambos filtros de salida manejan casi la misma energía, sin embargo cuando el rizado sea importante respecto de la corriente de salida, la energía manejada por el

Rectificador de Toma Media es más pequeña lo que puede suponer una bobina de salida más pequeña.

Para las especificaciones consideradas en la tabla 4.1 se han diseñado las bobinas de ambas etapas rectificadoras. El diseño de estas bobinas se ha realizado para ser integradas en una PCB multicapa de 70μm de espesor de cobre y 150μm de aislante entre capas de cobre. Los resultados más importantes se resumen en la tabla 4.3 y la tabla 4.4. Los diseños de estas bobinas se han realizado mediante la herramienta PExprt [50], haciendo uso de herramientas de elementos finitos que tienen en cuenta efectos de alta frecuencia tan importantes en una bobina como son el efecto del entrehierro y el efecto pelicular.

Tabla 4.3

DISEÑO DE LA BOBINA DEL RECTIFICADOR CON TOMA MEDIA

	Especificaciones				
	5A/10A	5A/25A	5A/50A	1A/10A	1A/25A
Inductancia	300nH	300nH	300nH	1,5μH	1,5μH
ΔI_L	5	5	5	1	1
Núcleo	RM4/ILP 3F4	RM5/ILP 3F4	RM8/ILP 3F4	RM5/ILP 3F4	RM8/ILP 3F4
Pérdidas	50 mW	505 mW	430 mW	305 mW	1010 mW

Tabla 4.4

DISEÑO DE LAS BOBINAS DEL RECTIFICADOR DOBLADOR DE CORRIENTE

	Especificaciones				
	5A/10A	5A/25A	5A/50A	1A/10A	1A/25A
Inductancia	600nH	600nH	600nH	3μH	3μH
ΔI_L	7,5A	7,5A	7,5A	1,5A	1,5A
E_{DC}/E_{TM}	2,0	1,4	1,2	1,2	1,1
Núcleo	2x RM4/ILP 3F4	2x RM4/ILP 3F4	2x RM6/ILP 3F4	2x RM4/ILP 3F4	2x RM6/ILP 3F4
Pérdidas	110 mW	750 mW	1090 mW	385 mW	890 mW

De la comparación de la tabla 4.3 y la tabla 4.4 se observa cómo el diseño de la bobina del Rectificador con Toma Media es más favorable tanto en tamaño como en pérdidas en casi todos los casos. Dependiendo de la relación entre la corriente de salida y el rizado permitido, las diferencias son más o menos importantes.

Por ejemplo, en el caso de baja corriente de salida (10A) y alto rizado (5A), la bobina del Rectificador con Toma Media presenta la mitad de tamaño (RM4/ILP) y la mitad de pérdidas que el conjunto de las dos bobinas diseñadas para el Doblador de

Corriente (2 x RM4/ILP). De hecho la energía que han de procesar el conjunto de las dos bobinas del Doblador de Corriente es el doble de la energía manejada por la bobina del Rectificador con Toma Media.

Esta ventaja del Rectificador de Toma Media es aún significativa en el caso de 25A de corriente de salida y 5A de rizado. El núcleo del Rectificador con Toma Media es un RM5/ILP, ocupando un volumen alrededor de 1160mm^2, mientras que las dos bobinas RM4/ILP del Doblador de Corriente ocupan un volumen un 20% más grande (1370mm^2). Además las pérdidas de la bobina del Rectificador con Toma Media son un 30% más pequeñas.

Para una relación 1/10, el rizado de salida es pequeño respecto de la corriente de salida y las diferencias entre una solución y otra se acortan. Por ejemplo para 50A de corriente de salida y 5A de rizado, el diseño para el Doblador de Corriente permite obtener una solución más pequeña (volumen 12% más pequeño) y de menos perfil (2x RM6S/ILP) que el diseño obtenido para el Rectificador con Toma Media (RM8/ILP), si bien las pérdidas de las bobinas del Doblador de Corriente son el doble de las de la bobina del Rectificador con Toma Media.

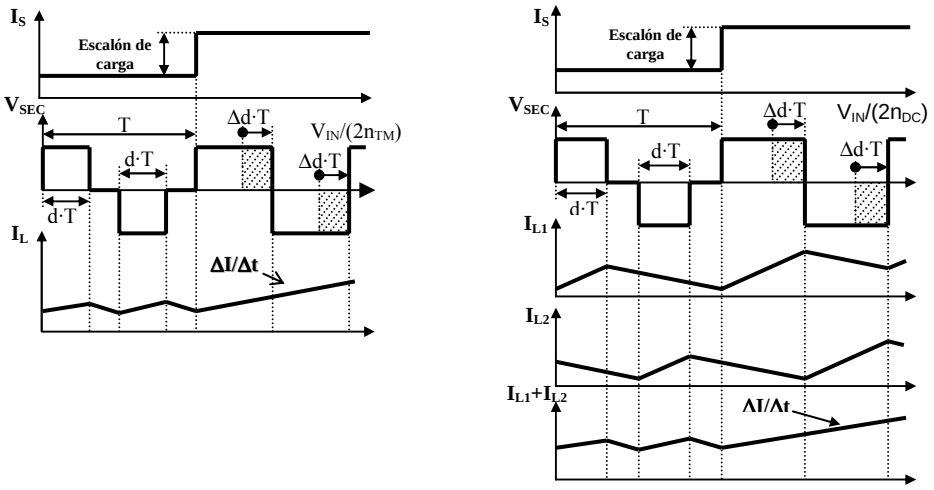
En el último caso, el rizado de salida es muy pequeño respecto de la corriente de salida (1/25) resultando más interesante el filtro del Doblador de Corriente. De hecho a 25A de corriente de salida y 1A de rizado, el diseño para el Doblador de Corriente permite obtener una solución un 12% más pequeña, reduciendo también las pérdidas en un 12%.

Por lo tanto, cuando el rizado de corriente permitido es alto respecto a la corriente de salida (1/2, 1/5), la bobina del Rectificador con Toma Media resulta más interesante, más pequeña y con menos pérdidas. Sin embargo estas diferencias se van acortando a medida que disminuye la relación $\Delta I/I_S$, resultando más interesante el filtro del Doblador de Corriente para la relación 1/25 que se ha analizado.

4.3.2 RESPUESTA DINÁMICA

La figura 4.11 muestra la evolución de la corriente en la bobina del *Rectificador con Toma Media* y en las bobinas del *Doblador de Corriente* cuando se produce un escalón de carga y el ciclo de trabajo se satura inmediatamente. Al saturarse el ciclo de trabajo, la corriente en las bobinas crece linealmente con una pendiente que depende de la inductancia de la bobina y de la tensión aplicada. Como ya se ha explicado en el Capítulo 1, cuanto más grande sea la derivada de corriente que puede alcanzar un

convertidor a su salida, mejor es su respuesta dinámica ante escalones de carga ya que el convertidor es capaz de alcanzar más rápidamente el nuevo estado de equilibrio.



a) Rectificador de Doble Onda con Toma Media *b) Rectificador Doblador de Corriente*

Figura 4.11. Evolución de la corriente de salida durante un escalón de carga asumiendo saturación inmediata del ciclo de trabajo.

En la tabla 4.5 se muestra cómo queda la expresión de la derivada de corriente a la salida de ambos rectificadores tanto para el escalón de subida como para el de bajada. Estas expresiones sólo dependen de la frecuencia de conmutación en primario (f_{SW}), el rizado de corriente a través de la capacidad de salida (ΔI) y el ciclo de trabajo (d). Dado que la comparación de ambos rectificadores se está haciendo para la misma frecuencia de conmutación (f_{SW}), mismo rizado de corriente (ΔI) y mismo ciclo de trabajo (d), la máxima pendiente, de subida o de bajada, que $I_{L1} + I_{L2}$ puede alcanzar en el *Rectificador Doblador de Corriente* es la misma que la máxima pendiente que la corriente de la bobina del *Rectificador con Toma Media* puede alcanzar. **Por lo tanto, la respuesta dinámica de ambos rectificadores es idéntica**.

Como se desprende de la tabla anterior, la respuesta dinámica mejora cuanto mayor sea la frecuencia de conmutación. Lo mismo puede decirse de la dependencia con el rizado de la corriente de salida, aunque este valor viene limitado por las especificaciones del convertidor. En la figura 4.12 se muestra la máxima derivada de corriente que se puede alcanzar con ambos rectificadores ante un escalón de carga positivo y negativo para las especificaciones con rizado de 5A de la tabla 4.1. El punto

en el que la respuesta dinámica es simétrica corresponde a d = 25%, siendo para este caso la derivada de corriente de 5A/µs.

Tabla 4.5

COMPARACIÓN DE LA RESPUESTA DINÁMICA DEL RECTIFICADOR CON TM Y EL RECTIFICADOR CON DC

	Escalón de carga positivo	Escalón de carga negativo
Rectificador con Toma Media	$\left[\frac{d(I_L)}{dt}\right]_{\uparrow} = \frac{\Delta I \cdot f_{SW}}{d}$	$\left[\frac{d(I_L)}{dt}\right]_{\downarrow} = -\frac{2 \cdot \Delta I \cdot f_{SW}}{1-2 \cdot d}$
Rectificador Doblador de Corriente	$\left[\frac{d(I_{L1}+I_{L2})}{dt}\right]_{\uparrow} = \frac{\Delta I \cdot f_{SW}}{d}$	$\left[\frac{d(I_{L1}+I_{L2})}{dt}\right]_{\downarrow} = -\frac{2 \cdot f_{SW} \cdot \Delta I}{1-2 \cdot d}$

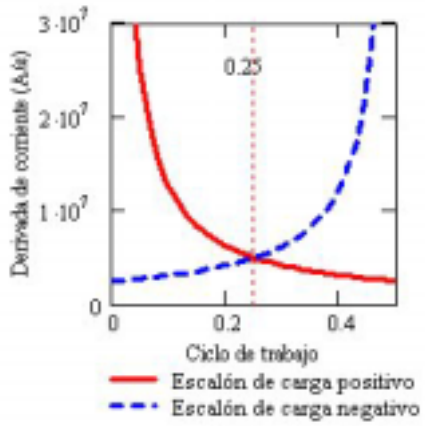


Figura 4.12. Respuesta dinámica ante escalones de carga positivo y negativo para ambos rectificadores

Si el ciclo de trabajo no está centrado en 25%, la respuesta dinámica es asimétrica. La razón es sencilla; por ejemplo si el ciclo de trabajo es 42%, cuando se produzca un escalón de carga de subida, el controlador tendrá poco margen de acción (d: 42% → 50%) sobre el ciclo de trabajo para regular la tensión de salida. Sin embargo, cuando el escalón sea de bajada, el controlador podrá contar con un margen mucho mayor (d: 42% → 0%).

4.3.3 TRANSFORMADOR

El transformador del *Rectificador con Toma Media* se diferencia bastante del transformador del *Rectificador Doblador de Corriente* y va a suponer junto con las

diferencias en el filtro de salida, los dos elementos fundamentales que van a determinar el campo de aplicación de cada uno de los rectificadores.

Las diferencias más evidentes están en el número de devanados secundarios, dos en el *Rectificador con Toma Media* y uno en el *Rectificador Doblador de Corriente*, y en la relación de vueltas entre primario y cada secundario. Como ya se ha comentado con anterioridad, para tener el mismo ciclo de trabajo con ambos rectificadores, la relación de vueltas en el *Doblador de Corriente* es la mitad de la que se ha de tener en el *Rectificador con Toma Media*. Con estos datos ya se puede intuir que el transformador del *Doblador de Corriente* resulta más sencillo que el del *Rectificador con Toma Media*. Al tener un devanado de secundario menos, el transformador del Doblador de Corriente permite tener más devanados en paralelo, reduciendo las pérdidas por conducción y mejorando el acoplamiento.

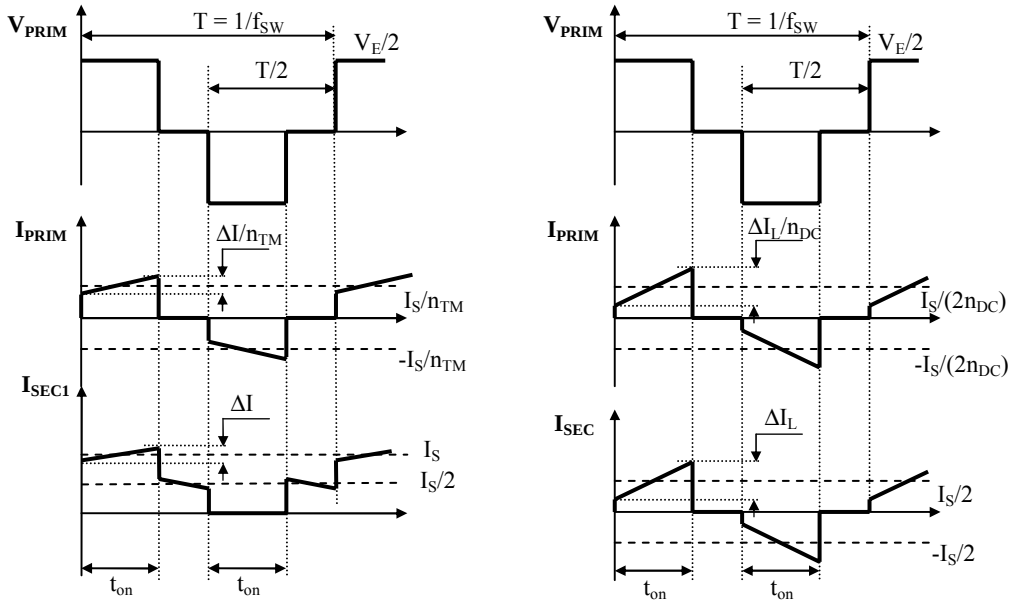
Desde el punto de vista de las tensiones aplicadas al transformador, los dos rectificadores se comportan de forma idéntica (figura 4.13). Sin embargo, desde el punto de vista de las corrientes circulantes las diferencias son importantes. En la figura 4.13 se muestran las corrientes de ambos transformadores, sin tener en cuenta la corriente magnetizante. El efecto de la corriente magnetizante se ha despreciado para calcular las pérdidas por conducción en cada transformador ya que no suele ser muy importante, comparada con la corriente de carga, en las aplicaciones consideradas en esta tesis, baja tensión y alta corriente.

La corriente por el secundario del *Doblador de Corriente* es más pequeña que la que circula por cada uno de los secundarios del *Rectificador con Toma Media* (figura 4.13). En el *Doblador de Corriente* la corriente que circula durante los tiempos de transferencia de energía (t_{ON}) es la de una de las bobinas, lo que supone una corriente de valor la mitad de la corriente de salida ($I_S/2$) con el rizado de la bobina superpuesto (ΔI_L). Durante los tiempos muertos, la corriente que circula por el secundario es exclusivamente la magnetizante, que no se ha considerado en esta comparación.

Por otro lado, en el *Rectificador con Toma Media* los devanados de secundario se van alternando para conducir durante los intervalos de transferencia de energía toda la corriente de la carga (I_S) con el rizado de salida superpuesto (ΔI). Durante los tiempos muertos los dos devanados secundarios conducen, además de la corriente magnetizante que no se tiene en cuenta en este análisis, la mitad de la corriente de salida cada uno.

Al ser las pérdidas por conducción proporcionales al cuadrado de la corriente, el transformador del Doblador de Corriente presenta menos pérdidas por conducción en

el devanado secundario que las que tiene el transformador del Rectificador con Toma Media. Como se verá más adelante, este efecto no es significativo con bajas corrientes (10A) pero sí que será muy importante en aplicaciones de muy alta corriente (50A).



a) Rectificador de Doble Onda con Toma Media

b) Rectificador Doblador de Corriente

Figura 4.13. Tensión y corrientes en el transformador de cada uno de los rectificadores.

En el devanado de primario las diferencias en la corriente circulante son pequeñas si bien queda un poco más favorecido el Rectificador con Toma Media. El devanado primario sólo conduce corriente, en ambos casos, durante los intervalos de transferencia de energía. El Rectificador con Toma Media conduce la de salida dividida por la relación de vueltas (I_S/n_{TM}) con un rizado superpuesto de valor $\Delta I/n_{TM}$. El Doblador de Corriente conduce la mitad de la de salida dividida por su relación de vueltas ($I_S/(2n_{DC})$) con un rizado superpuesto más grande, el de la bobina dividido por la relación de vueltas ($\Delta I_L/(2n_{DC})$). Al cumplirse que $n_{TM} = 2n_{DC}$, los niveles de corriente son muy similares, siendo la única diferencia el rizado superpuesto que es mayor en el rectificador Doblador de Corriente debido al efecto de la cancelación de rizados en las bobinas ($\Delta I_L > \Delta I$).

En el anexo I se puede ver cómo se ha determinado la corriente eficaz en los devanados de ambos transformadores, para así poder calcular las pérdidas por conducción en los mismos.

Para comparar ambos transformadores respecto de la excursión de flujo magnético y su impacto en el convertidor, pérdidas en el núcleo y rizado de corriente magnetizante, se considera que los transformadores tienen una única vuelta en cada devanado secundario dado que las pérdidas por conducción van a ser predominantes en estas aplicaciones de baja tensión y alta corriente. Por lo tanto, el número de vueltas en primario de cada transformador es directamente la relación de transformación y por lo tanto el *Rectificador con Toma Media* va a tener el doble de vueltas en primario que el *Doblador de Corriente*, lo que significa que **la excursión de flujo magnético es la mitad en el *Rectificador con Toma Media***. Al tener la mitad de excursión de flujo magnético el *Rectificador con Toma Media* queda más favorecido desde este punto de vista, si bien sus efectos son significativos sólo con corrientes pequeñas de salida (10A).

Las pérdidas en el núcleo ($P_{Núcleo}$) pueden aproximarse por la ecuación de Steinmetz,

$$P_{Nucleo} = k \cdot f_{SW}^{\alpha} \cdot \left(\hat{B}\right)^{\beta} \cdot V_{Fe} \qquad \textit{Ecuación 4.8}$$

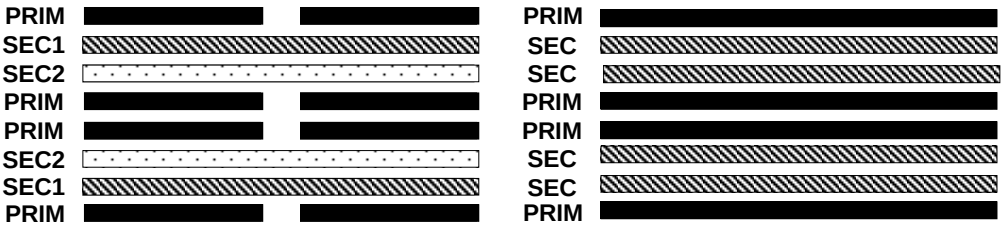
donde k, α y β son coeficientes que dependen del material (dados por el fabricante), V_{Fe} es el volumen eficaz de la ferrita y $\hat{B}$ es la mitad de la excusión de la densidad de flujo magnético. El valor del exponente β está en torno a 2'6 para los materiales que se suelen utilizar en las aplicaciones que se están considerando.

Esto implica que, suponiendo la misma ferrita para el transformador de los dos rectificadores, el transformador del Doblador de Corriente genera en el núcleo alrededor de 6 veces ($2^{2,6}$) más pérdidas que el transformador del Rectificador con Toma Media. Por supuesto, el impacto de esta diferencia dependerá del peso de las pérdidas en el núcleo sobre el conjunto de las pérdidas del transformador.

4.3.3.1 Diseño del transformador para las especificaciones consideradas

Para cuantificar las diferencias del transformador de un rectificador y otro se ha diseñado y modelado con herramientas de elementos finitos (PEmag) un transformador para cada rectificador y para cada una de las especificaciones (tabla 4.1) con diferente corriente de salida (10A, 25A, 50A). Se ha mantenido el mismo diseño

para aquellas especificaciones, que aún teniendo diferentes rizado a la salida, tienen la misma corriente de salida ya que la influencia del rizado de la corriente de salida en el diseño del transformador es mínima. Por lo tanto son seis los transformadores diseñados, tres para el Rectificador con Toma Media (TM10, TM25 y TM50) y tres para el Rectificador Doblador de Corriente (DC10, DC25 y DC50).



a) Rectificador de Doble Onda con Toma Media

b) Rectificador Doblador de Corriente

Figura 4.14. Estructura básica de entrelazado aplicado a los transformadores de cada uno de los rectificadores.

El número de vueltas es 8:1:1 para el Rectificador con Toma Media y 4:1 para el Rectificador Doblador de Corriente, teniendo el doble de vueltas en el primario del Rectificador con Toma Media. Al igual que las bobinas, los transformadores se han diseñado con conductores planos, considerando una tecnología estándar para la PCB multicapa (70µm o 105µm de cobre y 150µm de aislante). La figura 4.14 muestra la estructura básica de entrelazado (8 capas) que se ha utilizado para los transformadores de cada rectificador. En los transformadores del Rectificador con Toma Media se tienen 4 capas de cobre para primario con 2 vueltas por capa (conectadas en serie, 8 vueltas) y dos capas de cobre para cada secundario con una vuelta por capa y conectadas en paralelo, lo queda un total de 8 capas. En los transformadores del Rectificador Doblador de Corriente, se tienen 4 capas para primario pero con una vuelta cada capa (conectadas en serie, 4 vueltas) y cuatro capas de cobre para el secundario con una vuelta por capa y conectadas en paralelo.

En la tabla 4.6 se muestra el número de estructuras básicas (figura 4.14) que se han apilado en paralelo para construir cada transformador. También se detalla el núcleo de ferrita empleado y el espesor de la capa de cobre en cada caso. Para cada transformador diseñado se ha generado el modelo de 2D correspondiente. En la tabla 4.6 también se muestran los resultados del ensayo de cortocircuito, resistencia e inductancia medida a 250kHz desde primario y con el secundario cortocircuitado. En el caso del Rectificador con Toma Media se ha cortocircuitado uno de los dos

secundarios. Gracias a que los transformadores diseñados para el Doblador de Corriente tienen menos vueltas en primario y más capas en paralelo para el secundario, presentan una resistencia y una inductancia de cortocircuito más pequeñas que el correspondiente transformador diseñado para el Rectificador con Toma Media. Por lo tanto, el transformador del Doblador de Corriente, presenta menos pérdidas de conducción no sólo porque las corrientes circulantes por secundario son más pequeñas sino también porque el transformador tiene menos resistencia de cortocircuito.

Tabla 4.6

DETALLES DEL DISEÑO DE LOS TRANSFORMADORES DEL RECTIFICADOR CON TM Y DEL RECTIFICADOR CON DC Y ENSAYO DE CORTOCIRCUITO SOBRE EL MODELO DE 2D DE CADA TRANSFORMADOR

	TM10	TM25	TM50	DC10	DC25	DC50
Número de estructuras básicas apiladas	1	1	2	1	1	2
Núcleo y material	RM5/ILP 3F3	RM6/ILP 3F3	RM8/ILP 3F3	RM5/ILP 3F3	RM6/ILP 3F3	RM8/ILP 3F3
Espesor cobre (μm)	70	105	70	70	105	70
ΔI_{MAG1} (A)	0,19	0,14	0,1	0,75	0,55	0,40
$R_{PRIM\text{-}SEC}$(mΩ) @250kHz	183	118	88	29	20	13
$L_{PRIM\text{-}SEC}$(nH) @250kHz	75	81	37	12	13	5

En la tabla 4.7 y la tabla 4.8 se muestran las pérdidas calculadas en el transformador para cada una de las especificaciones de la tabla 4.1. Estas estimaciones han sido obtenidas en base a los modelos de los transformadores obtenidos con la herramienta de elementos finitos, por lo tanto efectos de alta frecuencia como la resistencia pelicular y el efecto proximidad están considerados.

Con baja carga (10A), las pérdidas por conducción son pequeñas, lo que permite que las pérdidas en el núcleo del Doblador de Corriente sean significativas, quedando muy similares los transformadores de ambos rectificadores tanto en tamaño como en pérdidas. Sin embargo, **a medida que va creciendo la corriente de salida**, las pérdidas por conducción en el transformador del Rectificador con Toma Media van siendo cada vez más importantes, **obteniéndose muchas menos pérdidas con el transformador del *Rectificador Doblador de Corriente***, así por ejemplo con 25A de carga las pérdidas del transformador son 0,5W menores (3 veces más pequeñas) y con

50A las pérdidas en el transformador del Doblador de Corriente son 1'9W menores (6 veces más pequeñas). En el caso de corriente 50A, aunque se ha considerado el mismo núcleo para ambos rectificadores (RM8/ILP), el tamaño del transformador del Rectificador con Toma Media debería ser más grande (RM10/ILP) puesto que 2'3W son unas pérdidas demasiado grandes para un núcleo RM8/ILP.

Tabla 4.7

CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN EL TRASNFORMADOR DEL RECTIFICADOR CON TOMA MEDIA

	Especificaciones				
	5A/10A	5A/25A	5A/50A	1A/10A	1A/25A
Diseño	TM10	TM25	TM50	TM10	TM25
$P_{Núcleo}$ (mW)	34	25	19	34	25
P_{Devan} (mW)	192	774	2265	191	774
Pérdidas (mW)	226	799	2284	225	799

Tabla 4.8

CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN EL TRASNFORMADOR DEL RECTIFICADOR DOBLADOR DE CORRIENTE

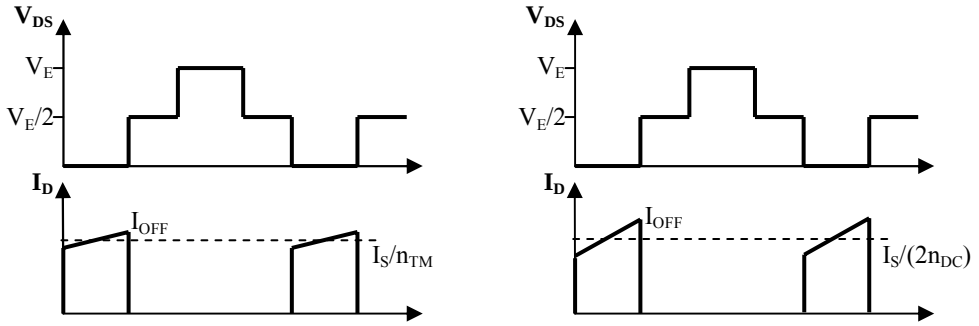
	Especificaciones				
	5A/10A	5A/25A	5A/50A	1A/10A	1A/25A
Diseño	DC10	DC25	DC50	DC10	DC25
$P_{Núcleo}$ (mW)	172	164	112	172	164
P_{Devan} (mW)	26	99	257	22	96
Pérdidas (mW)	198	263	369	194	260

En resumen: **en aplicaciones de muy alta corriente (>25A) el transformador del Doblador de Corriente queda mucho más favorecido** ya que tiene muchas menos pérdidas por conducción en secundario, lo cual va a permitir que se reduzca el tamaño del mismo respecto del transformador necesario con el Rectificador con Toma Media. Por otro lado, **en aplicaciones de menos corriente (10A, 15A)** las pérdidas por conducción son menos significativas y cobran importancia las mayores pérdidas que presenta el transformador del Doblador de Corriente en su núcleo, **quedando los transformadores de ambos rectificadores similares**.

4.3.4 INFLUENCIA EN LOS INTERRUPTORES DE PRIMARIO

En los interruptores de primario tanto la tensión como la corriente que circula a través de ellos es muy similar cuando se utiliza el Rectificador con Toma Media o cuando se utiliza el Doblador de Corriente (figura 4.15).

Al ser $n_{TM} = 2n_{DC}$, los niveles de corriente que circulan por los interruptores de primario son muy similares en ambos casos. La única diferencia es el rizado superpuesto a la corriente de carga. En el caso del Doblador de Corriente el rizado superpuesto es más grande por dos motivos, uno es el mayor rizado que se tiene en las bobinas y el segundo es el mayor rizado que se tiene en la corriente magnetizante de su transformador. Comparando la tabla 4.9 y la tabla 4.10 se puede comprobar que este mayor rizado tiene un peso despreciable sobre las pérdidas por conducción en los interruptores, sin embargo sí que debe considerarse a la hora de evaluar el efecto de la corriente de estos interruptores en el momento del apagado (I_{OFF}). El efecto de esta mayor corriente (I_{OFF}) da lugar a una mayor oscilación de la tensión (energía circulante) en los interruptores de primario y en el transformador que se analiza en el apartado 4.3.6.



a) Rectificador de Doble Onda con Toma Media *b) Rectificador Doblador de Corriente*

Figura 4.15. Tensión y corriente de uno de los interruptores principales con cada uno de los rectificadores.

El MOSFET que se ha seleccionado para calcular las pérdidas en los interruptores de primario es el Si4484EY. Es un dispositivo de 100V, 7A y su resistencia en conducción es 34mΩ. El encapsulado de este MOSFET es un SO8. La tabla 4.9 y la tabla 4.10 muestran las pérdidas calculadas en los interruptores de primario con cada uno de los rectificadores (pérdidas de conducción (P_{Cond}), pérdidas parásitas ($P_{Parasit}$), pérdidas de conmutación (P_{SW})). Las pérdidas estimadas con cada uno de los rectificadores son muy similares por lo que **desde el punto de vista de los interruptores de primario el uso de un rectificador u otro es indiferente**.

Tabla 4.9

CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN LOS INTERRUPTORES DE PRIMARIO DEL RECTIFICADOR CON TOMA MEDIA

	Especificaciones				
	5A/10A	5A/25A	5A/50A	1A/10A	1A/25A
Número MOSFETs en paralelo	1	1	2	1	1
I_{OFF} (A)	1,7	3,5	6,7	1,4	3,3
P_{Cond} (mW)	27	167	330	27	166
$P_{Parasit}$ (mW)	29	29	58	29	29
P_{SW} (mW)	200	537	1106	215	554
$P_{Totales}$ (mW)	256	733	1493	271	749

Tabla 4.10

CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN LOS INTERRUPTORES DE PRIMARIO DEL RECTIFICADOR DOBLADOR DE CORRIENTE

	Especificaciones				
	5A/10A	5A/25A	5A/50A	1A/10A	1A/25A
Número MOSFETs en paralelo	1	1	2	1	1
I_{OFF} (A)	2,6	4,3	7,4	1,8	3,6
P_{Cond} (mW)	31	171	333	27	166
$P_{Parasit}$ (mW)	29	29	58	29	29
P_{SW} (mW)	146	486	1058	191	535
$P_{Totales}$ (mW)	206	685	1448	247	729

4.3.5 INFLUENCIA EN LOS RECTIFICADORES SÍNCRONOS

La corriente que circula por los *Rectificadores Síncronos* de cada rectificador se detalla en la figura 4.10. Lo primero que se debe decir es que los *Rectificadores Síncronos* de las dos etapas rectificadoras trabajan a la misma frecuencia que es la frecuencia de conmutación de los interruptores de primario. En el *Rectificador con Toma Media*, es interesante resaltar que mientras el filtro de salida trabaja al doble de frecuencia que la de primario, los *RSs* correspondientes lo hacen a la misma frecuencia que los interruptores de primario. Esta es una ventaja interesante del *Rectificador con Toma Media*, ya que como ya se ha visto, al trabajar al doble de frecuencia, la bobina filtro de salida sale en muchos casos muy favorecida respecto de las dos bobinas del

Doblador de Corriente, sin penalizar las pérdidas de los *RSs* que siguen trabajando a la misma frecuencia de los *RSs* del *Doblador de Corriente*.

Tanto en el *Rectificador de Toma Media* como en el *Doblador de Corriente*, la corriente que circula por los *RSs* es la corriente de salida, durante los tiempos de transferencia de energía, y la mitad de la corriente de salida durante los tiempos muertos. La diferencia entre una etapa rectificadora y otra está en el rizado superpuesto durante los tiempos muertos. En el *Doblador de Corriente* la corriente que circula durante los tiempos muertos por cada *RSs* es la corriente de una de las bobinas por lo que no se produce la cancelación de rizados durante estos tiempos, aumentando el rizado superpuesto respecto del que se produce en el *Rectificador de Toma Media*. El detalle de la corriente eficaz que circula por cada *Rectificador Síncrono* se puede consultar en el anexo I. Como se puede ver en este anexo y en las especificaciones seleccionadas que a continuación se detallan, las pérdidas por conducción en los *RSs* son muy similares en ambas etapas rectificadoras, siendo despreciable la influencia de la diferencia en los rizados superpuestos.

La tensión drenador-fuente que soportan los *RSs* es exactamente la misma en ambas etapas rectificadoras. En el *Rectificador con Toma Media*, la tensión que soporta un interruptor es dos veces la tensión de uno de los devanados de secundario ($2 \cdot V_E/(2 \cdot n_{TM})$). En el *Doblador de Corriente*, esta tensión es la propia del devanado secundario ($V_E/(2 \cdot n_{DC})$) y no el doble como ocurría en el rectificador de Toma Media. Sin embargo, al ser $n_{TM} = 2 \cdot n_{DC}$, los *Rectificadores Síncronos* soportan la misma tensión en ambas etapas rectificadoras.

Tabla 4.11
CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN LOS RECTIFICADORES SÍNCRONOS DEL RECTIFICADOR CON TOMA MEDIA

	Especificaciones				
	5A/10A	5A/25A	5A/50A	1A/10A	1A/25A
Número MOSFETs en paralelo	1	2	3	1	2
P_{Cond} (mW)	917	3004	8739	893	3043
$P_{Parasit}$ (mW)	9	18	27	9	18
P_{SW} (mW)	248	619	1238	248	619
$P_{Totales}$ (mW)	1173	3640	10004	1150	3680

Tabla 4.12
CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN LOS RECTIFICADORES SÍNCRONOS DEL RECTIFICADOR DOBLADOR DE CORRIENTE

	Especificaciones				
	5A/10A	5A/25A	5A/50A	1A/10A	1A/25A
Número MOSFETs en paralelo	1	2	3	1	2
P_{Cond} (mW)	983	3043	8854	881	3287
$P_{Parasit}$ (mW)	9	18	27	9	18
P_{SW} (mW)	248	619	1238	248	619
$P_{Totales}$ (mW)	1240	3680	10118	1138	3923

En la tabla 4.11 y la tabla 4.12 se muestran las pérdidas calculadas en los *Rectificadores Síncronos* con cada una de las etapas rectificadoras y para cada una de las especificaciones. El MOSFET que se ha seleccionado para calcular las pérdidas en los *Rectificadores Síncronos* es el FDS7766. Es un dispositivo de 30V, 17A y su resistencia en conducción es 5'5mΩ. El encapsulado de este MOSFET es un SO8. Las pérdidas estimadas con cada una de las etapas rectificadoras son muy similares. Por lo tanto, **el uso de una etapa rectificadora u otra prácticamente no afecta a los *Rectificadores Síncronos***, ya que en ambos casos trabajan a la misma frecuencia, con la misma tensión y corrientes muy similares.

4.3.6 OSCILACIONES DURANTE LOS TIEMPOS MUERTOS

Como ya se ha comentado al analizar los interruptores de primario, en el momento del apagado de éstos, el Doblador de Corriente presenta mayor corriente (I_{OFF}) debido a la superposición del rizado de la bobina de salida y la corriente magnetizante. El efecto de esta mayor corriente (I_{OFF}) da lugar a una mayor oscilación de la tensión (energía circulante) en los interruptores de primario y en el transformador durante los tiempos muertos.

Estas oscilaciones tienen dos efectos, el primero es el de generación de pérdidas adicionales debido a la energía circulante que se produce, las oscilaciones se van amortiguando hasta que la energía circulante se ha disipado. El segundo efecto negativo se produce cuando se utiliza el esquema de *Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único* que se presentó en el Capítulo 3. Como se puede ver en la figura 4.16, las oscilaciones resonantes que tienen lugar durante los tiempos

muertos se transmiten directamente a la tensión de excitación de los Rectificadores Síncronos con el consiguiente riesgo de apagarlos durante un cierto tiempo.

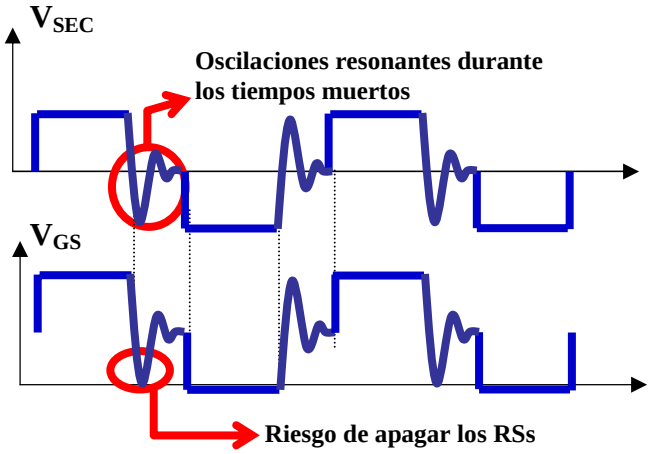


Figura 4.16. Tensión en el transformador y tensión de excitación de los Rectificadores Síncronos cuando se usa el esquema de RSA de devanado único.

Al igual que en casos anteriores, el efecto del rizado de corriente será significativo o despreciable dependiendo de la magnitud de éste en relación con la corriente de carga y por lo tanto, dependiendo de la carga, el Doblador de Corriente estará, desde este punto de vista, en desventaja o no respecto del Rectificador con Toma Media.

Para poder evaluar y comparar las oscilaciones que tienen lugar en función del rectificador que se utilice así como de la especificación (tabla 4.1) que se considere, se han realizado simulaciones con ambos rectificadores y para diferentes especificaciones. Estas simulaciones se han realizado con los modelos de 2D generados en la sección 4.3.3.1 (tabla 4.6), estos modelos son de parámetros distribuidos, muy apropiados para reproducir el comportamiento de los transformadores con múltiples devanados [46] que utilizan estos rectificadores.

Durante los tiempos muertos, los dos secundarios del Rectificador con Toma Media se encuentran en serie y cortocircuitados. Por lo tanto, para evaluar y comparar en pequeña señal el acoplamiento de los transformadores durante los tiempos muertos se ha de comparar la inductancia de cortocircuito medida desde primario con los dos secundarios en serie en el transformador del Rectificador con Toma Media con la medida desde primario con el secundario cortocircuitado en el transformador del Doblador de Corriente. La tabla 4.13 muestra las inductancias medidas en los modelos de 2D de los transformadores empleados en este análisis. Los resultados muestran el

mejor acoplamiento de los transformadores del Doblador de Corriente gracias a que tienen más devanados en paralelo.

Tabla 4.13

INDUCTANCIA DE DISPERSIÓN MEDIDA CON ELMODELO DE 2D DE CADA TRANSFORMADOR PARA EL CIRCUITO EQUIVALENTE DURANTE LOS TIEMPOS MUERTOS

	TM10	TM50	DC10	DC50
$L_{PRIM-SEC1+SEC2}$ (nH) @250kHz	50	25	-	-
$L_{PRIM-SEC}$(nH) @250kHz	-	-	12	5

Las especificaciones consideradas son tres: 1A/10A, 5A/10A y 5A/50A. Para cada combinación especificación-rectificador se ha utilizado el diseño del transformador correspondiente. En la figura 4.17, la figura 4.18 y la figura 4.19 se muestra la tensión en primario de cada transformador y para cada rectificador.

Se observa que cuando la carga es pequeña (10A), la influencia del rizado de corriente de las bobinas y de la corriente magnetizante es importante y la oscilación durante los tiempos muertos es más grande con el Doblador de Corriente. Pese a que el transformador del Doblador de Corriente presenta mejor acoplamiento, la oscilación con este rectificador es más grande debido a que la corriente en el momento del apagado es más grande. Sin embargo, con cargas grandes (50A) el efecto de los rizados de corriente es muy pequeño y es el Doblador de Corriente el que presenta menor oscilación gracias a que tiene mejor acoplamiento entre el devanado de primario y el de secundario.

Por lo tanto, **con baja carga (10A) el Rectificador con Toma Media presenta menos oscilaciones durante los tiempos muertos**. Sin embargo, estas diferencias se atenúan e incluso se invierten al subir la carga, **siendo el Doblador de Corriente el que presenta oscilaciones ligeramente más pequeñas al subir la carga (50A).**

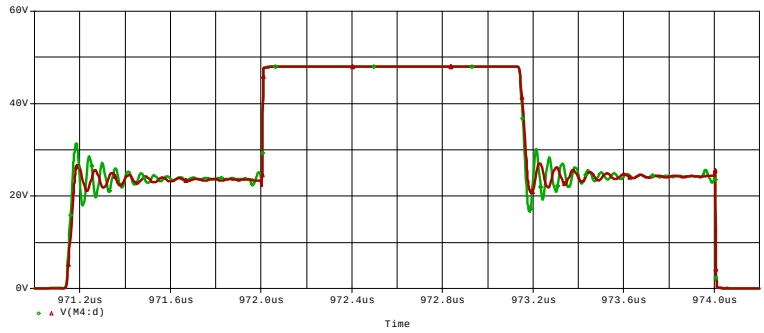


Figura 4.17. Especificación 1A/10A, tensión en el transformador simulada:
a) Rectificador con Toma Media con el transformador TM10 (rojo).
b) Doblador de Corriente con el transformador DC10 (verde).

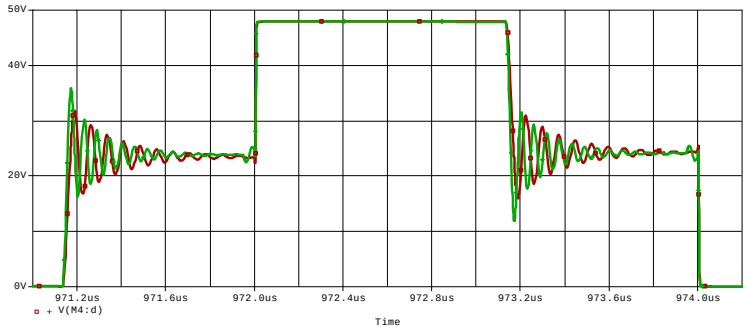


Figura 4.18. Especificación 5A/10A, tensión en el transformador simulada:
a) Rectificador con Toma Media con el transformador TM10 (rojo).
b) Doblador de Corriente con el transformador DC10 (verde).

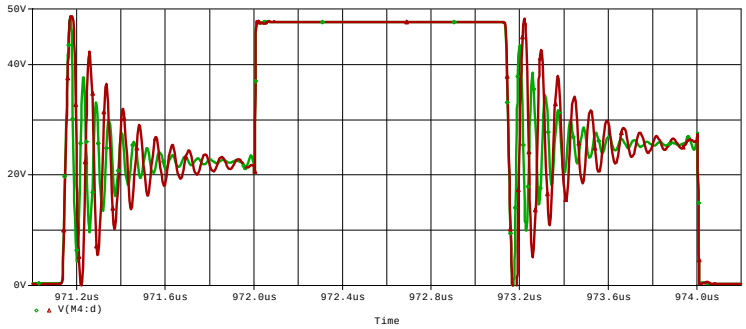


Figura 4.19. Especificación 5A/50A, tensión en el transformador simulada:
a) Rectificador con Toma Media con el transformador TM50 (rojo).
b) Doblador de Corriente con el transformador DC50 (verde).

4.3.7 SELECCIÓN DE LA ETAPA RECTIFICADORA PARA CADA ESPECIFICACIÓN

En la tabla 4.14 se puede ver el total de las pérdidas calculadas para el Medio Puente con el Rectificador con Toma Media (P_{TM}) y con el Rectificador Doblador de Corriente (P_{DC}) para cada una de las especificaciones consideradas.

Especificación 5A/10A: para esta especificación se elegiría claramente el ***Rectificador con Toma Media***. Aún siendo las pérdidas totales similares, el tamaño total es más pequeño con este rectificador ya que el filtro (bobina) de salida era justo de la mitad de tamaño. Por otro lado, la corriente de salida es pequeña y las pérdidas por conducción en el transformador no son significativas. Además, este rectificador presenta con esta especificación menos oscilaciones durante los tiempos muertos.

Especificación 5A/25A: para esta especificación la decisión no es tan evidente, sin embargo y pese a lo que podía preverse el ***Rectificador con Toma Media*** sigue siendo un candidato interesante que ofrece sus ventajas frente al ***Doblador de Corriente***. Las pérdidas totales son ligeramente superiores en el Rectificador con Toma Media, sin embargo, el tamaño total es más pequeño con este rectificador ya que el filtro de salida es un 15% más pequeño (un RM5/ILP en vez de dos RM4/ILP). En este caso, la corriente de salida (25A) es importante y aunque las pérdidas por conducción en el transformador del Rectificador con Toma Media comienzan a ser importantes, aún se mantienen en unos valores razonables. La decisión final dependería de otros factores, si bien se puede afirmar que otras especificaciones con menor corriente de salida (5A/15A, 5A/20A) se decantarían más claramente por el *Rectificador con Toma Media*.

Especificación 5A/50A: para esta especificación se elegiría claramente el ***Rectificador Doblador de Corriente***. Al ser la corriente de salida tan alta, las pérdidas por conducción en el transformador del *Rectificador con Toma Media* resultan muy grandes y requeriría incrementar su tamaño. Por otro lado, la relación $\Delta I/I_S$ comienza a ser pequeña (1/10) y el filtro de salida del Rectificador con Toma Media ya no se encuentra tan favorecido. Además las oscilaciones durante los tiempos muertos son ligeramente más pequeñas con el Doblador de Corriente.

Especificación 1A/10A: para esta especificación se elegiría claramente el ***Rectificador con Toma Media***. Las pérdidas totales son similares pero el tamaño total es más pequeño con este rectificador. Aunque la relación $\Delta I/I_S$ comienza a ser pequeña (1/10), el filtro de salida sigue siendo más pequeño, un 15% menor (un RM5/ILP en

vez de dos RM4/ILP). La diferencia de este caso con el anterior (5A/50A) está en que en este caso las pérdidas por conducción en el transformador no son significativas, permitiendo aprovechar las ventajas de un filtro de salida más pequeño. Además, este rectificador presenta con esta especificación menos oscilaciones durante los tiempos muertos.

Especificación 1A/25A: para esta especificación se elegiría claramente el ***Rectificador Doblador de Corriente***. Al ser el cociente $\Delta I/I_S$ tan pequeño (1/25), el filtro de salida resulta más pequeño y con menos pérdidas. Además, la corriente de salida (25A) es importante y las pérdidas por conducción en el transformador del Rectificador con Toma Media comienzan a ser importantes. Por lo tanto, los dos elementos diferenciadores se decantan por el Doblador de Corriente.

Tabla 4.14

CÁLCULO DE PÉRDIDAS TOTALES EN EL MEDIO PUENTE CON EL RECTIFICADOR CON TOMA MEDIA Y CON EL RECTIFICADOR DOBLADOR DE CORRIENTE

	Especificaciones				
	5A/10A	5A/25A	5A/50A	1A/10A	1A/25A
P_{TM} (mW)	1707	5677	14212	1950	6238
P_{DC} (mW)	1754	5379	13025	1964	5802

4.3.8 CAMPO DE APLICACIÓN: RECTIFICADOR DE TOMA MEDIA VS DOBLADOR DE CORRIENTE

Las dos etapas rectificadoras se comportan exactamente igual desde el punto de vista de la respuesta dinámica. También se ha comprobado que desde el punto de vista de los interruptores de primario y de los *Rectificadores Síncronos* las diferencias entre una etapa rectificadora y la otra son despreciables.

Los elementos que sí se ven afectados de forma muy importante en función de la etapa rectificadora que se elija son los elementos inductivos: Bobina y Transformador.

Dos son los parámetros clave para seleccionar la etapa rectificadora más adecuada: 1) la corriente de salida (I_S) y 2) el cociente entre el rizado de corriente permitido y la corriente de salida ($\Delta I/I_S$).

Desde el punto de vista del filtro de salida, cuando el rizado de corriente permitido es alto respecto a la corriente de salida (1/2, 1/5), la bobina del Rectificador con Toma Media resulta más interesante, más pequeña y con menos pérdidas. Sin embargo estas diferencias se van acortando a medida que disminuye la relación $\Delta I/I_S$,

resultando más interesante el filtro del Doblador de Corriente para la relación 1/25 que se ha analizado.

Desde el punto de vista del transformador, la corriente de salida resulta determinante. Para corrientes mayores de 25A, el transformador del Rectificador Doblador de Corriente reduce ampliamente las pérdidas respecto del transformador del Rectificador con Toma Media.

En función de los resultados de este análisis y para los rizados de corriente considerados, se puede decir que **el campo de aplicación del Rectificador con Toma Media es para corrientes en el rango de 10A a 20A**. Mientras que **para corrientes mayores de 25A, el rectificador Doblador de Corriente resulta más interesante**. Para corrientes alrededor de 25A, la decisión no estaría tan clara y dependería del rizado de salida permitido. Así por ejemplo, si se permitiese un rizado de 10A, probablemente sería el *Rectificador con Toma Media* el más adecuado.

Por último se quiere hacer notar que aunque el estudio se ha realizado para una tensión de salida de 1'5V, las conclusiones obtenidas se pueden extender con bastante acierto al rango de tensiones de las aplicaciones que en esta tesis se consideran (entre 1V y 2V). En este rango de tensiones de salida, son la corriente de salida (I_S) y el rizado de corriente a la salida (ΔI) los factores que más afectan a la hora de determinar qué rectificador es el más apropiado.

4.4 Validación mediante el convertidor Medio Puente con Rectificador de Doble Onda con Toma Media

A partir de 1995 la **respuesta dinámica** que se especifica en las fuentes de alimentación de baja tensión de salida comienza a cobrar gran importancia, siendo necesario buscar nuevas soluciones que cumplan no sólo los exigentes requisitos de rendimiento y tamaño sino también de respuesta dinámica. Soluciones, hasta esa fecha, ampliamente usadas (Forward con enclavamiento activo), están limitadas dinámicamente por lo que se comienza a buscar otras soluciones que exciten simétricamente el transformador.

Éste es el entorno en el que se motiva y se desarrolla el proyecto LOVO (*Low Output Voltage DC-DC Converter for Low Power Applications* - Convertidor CC-CC de baja tensión de salida para aplicaciones de baja potencia), proyecto ESPRIT 25248 de la Unión Europea (1997-1998) realizado por la División de Ingeniería Electrónica en colaboración con la empresa Alcatel.

El trabajo que se presenta en esta sección forma parte del trabajo desarrollado en el proyecto LOVO. Desde el punto de vista de esta Tesis, dos son las principales aportaciones de este trabajo:

1) **Selección de la topología *Medio Puente* para alimentar cargas de baja tensión y rápida respuesta dinámica** ([81] y [82]). Esta decisión representa un punto de ruptura con las soluciones clásicas de baja tensión de salida. La nueva técnica de *RSA de devanado único* facilita esta decisión dado que permite seguir utilizando técnicas de *RSA* con convertidores que excitan simétricamente el transformador.
2) Validar el nuevo esquema de *Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único* con un convertidor CC/CC prácticamente comercial.

En esta sección se presenta el diseño y resultados experimentales de un convertidor *Medio Puente con Rectificador de Doble Onda con Toma Media y Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único*. Este convertidor es el mismo (Prototipo I) que en el Capítulo 3 se utiliza para validar el nuevo esquema de *Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único* y con el que se analiza la influencia del acoplamiento de los devanados del transformador. En este capítulo se cambia el punto de vista y el análisis de este prototipo se va a centrar en el diseño y resultados del convertidor en su conjunto, destacando aquellos aspectos del diseño del convertidor que afectan al rendimiento, la respuesta dinámica y el tamaño.

El diseño de este convertidor se ha realizado sobre una PCB multicapa (10 capas) con componentes de montaje superficial e integrando los elementos magnéticos en la propia PCB. Además de cerrar el lazo, el convertidor incorpora protecciones de sobretensión y sobrecorriente y filtro EMI.

4.4.1 ESPECIFICACIONES

La aplicación de este prototipo es en el campo de las Telecomunicaciones, por lo que su tensión de entrada nominal es 48V y el rango de variación de la tensión de entrada es de 36V a 72V. La tensión de salida es de 1'5V y la corriente de salida es de 10A. En la tabla 4.15 se detallan el resto de especificaciones importantes de este convertidor.

Tabla 4.15
ESPECIFICACIONES DEL PROTOTIPO I

Tensión de entrada nominal:	48V (36V ÷ 72V)
Tensión de salida	1,5V
Corriente de salida:	1A ÷ 10A
Máxima potencia de salida:	15W
Rizado de tensión de salida:	15mV (1%)
Regulación dinámica de la tensión de salida: (ante escalones de 80A/μs desde 1A ↔ 9A)	±75mV (±5%)
Protección de sobretensión	1,8V ÷ 2V
Protección de sobrecorriente	10,5A ÷ 11,5A
Compatible con EMC (EN50222)	

El amplio rango de la tensión de entrada (36V-72V) del convertidor, junto con la respuesta dinámica y la baja tensión de salida son la parte más crítica de las especificaciones y por tanto las que van a condicionar la mayoría de las decisiones en el diseño del mismo.

Otros aspectos importantes en este tipo de convertidores son la densidad de potencia, que depende del tamaño ocupado por el convertidor, y el rendimiento del convertidor. Un alto rendimiento permite compactar al máximo el convertidor evitando la necesidad de radiadores disipadores de calor, que siempre perjudican el tamaño final del convertidor.

4.4.2 DISEÑO: MEDIO PUENTE CON TOMA MEDIA

La primera y más importante decisión en el diseño de este convertidor es la selección de la topología: ***Medio Puente con Rectificador de Doble Onda con Toma***

Media (figura 4.1). Como ya se ha comentado, se elige el convertidor Medio Puente porque al gobernar simétricamente al transformador permite mejorar la respuesta dinámica. Por otro lado, la elección de la etapa rectificadora se entiende perfectamente después del análisis de la sección anterior donde se comparaban las dos etapas rectificadoras, Rectificador con Toma Media y Doblador de Corriente, concluyendo que el Rectificador con Toma Media resulta más adecuado para corrientes de salida no muy altas como ocurre en este caso (10A).

También conviene recordar que la excitación de los *Rectificadores Síncronos* se puede hacer autoexcitada gracias al nuevo esquema de ***RSA con devanado único***, lo cual simplifica el circuito de excitación.

4.4.2.1 Relación de Transformación

La relación de transformación entre el primario y el secundario ($\frac{N_{PRIM}}{N_{SEC}} = n$, donde $N_{SEC} = N_{SEC1} = N_{SEC2}$) es uno de los factores más importantes a la hora de diseñar este convertidor. En el Medio Puente el ciclo de trabajo está determinado únicamente por la tensión de entrada y por la relación de transformación ($d = \frac{V_S}{V_E} \cdot n$) siendo la tensión de salida fija. La tabla 4.16 muestra los rangos del ciclo de trabajo para diferentes relaciones de transformación. En los cálculos se han tenido en cuenta las pérdidas, estimando un rendimiento del convertidor alrededor del 88%.

Tabla 4.16

CICLO DE TRABAJO PARA DIFERENTES RELACIONES DE TRANSFORMACIÓN

Relación de transformación	V_E = 72V	V_E = 48V	V_E = 36V
6:1	14%	21%	28%
8:1	19%	28%	38%
10:1	23%	35%	47%

La tabla considera tres relaciones de transformación posibles (n=6, n=8 y n=10). Desde el punto de vista de la respuesta dinámica la opción más favorable es n=8 o incluso n=7, porque el ciclo de trabajo se encuentra más centrado entre sus valores mínimo (0%) y máximo (50%). Cuando se produce un escalón de carga, figura 4.11, el control satura el ciclo de trabajo al máximo (o al mínimo) y cuanto mayor sea el incremento (decremento) del ciclo de trabajo respecto del valor nominal al que se encontraba trabajando, más rápida será la respuesta del convertidor al escalón. Dado que habitualmente los escalones de carga son tanto positivos como negativos, el

convertidor debe diseñarse con un ciclo de trabajo centrado y de esta forma se tendrá una respuesta lo más simétrica posible para los escalones de subida y los de bajada.

La figura 4.20 muestra la evolución de la tensión de salida ante un escalón positivo de carga. Ambas casos se han simulado bajo las mismas condiciones de tensión de entrada y capacidad de salida. La inductancia del filtro de salida se ha calculado para obtener el mismo rizado de corriente en ambos casos. La figura 4.20 muestra claramente cómo la tensión de salida se recupera más rápidamente con n=8 que con n=10. Si se optara por una relación n=10 se necesitaría 1,4 veces más de capacidad en la salida para conseguir la misma respuesta dinámica. Esto significa que eligiendo n=8 los condensadores de salida serán más pequeños al necesitar menos capacidad. De es esta forma, se cumple la especificación de respuesta dinámica y se favorece la reducción de tamaño y coste.

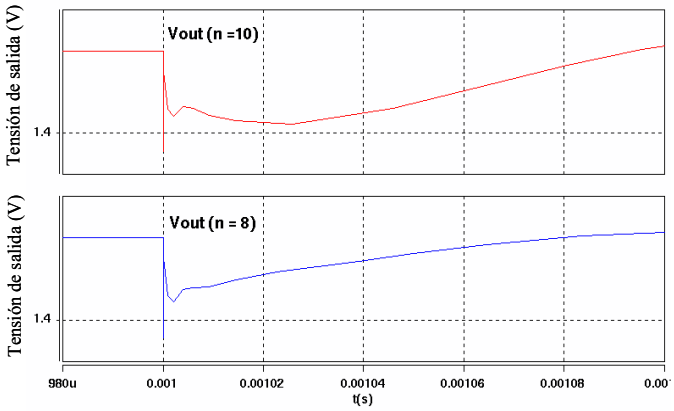


Figura 4.20. Evolución de la tensión de salida ante un escalón de carga (1A→9A, 80A/µs), con diferentes relaciones de transformación.

Con la finalidad de tener una respuesta dinámica simétrica, la relación de transformación elegida es **n=8**. Dado que en secundario es interesante tener una única vuelta y así reducir pérdidas por conducción, el devanado primario estará formado por 8 vueltas y el secundario por 1 vuelta (N_{SEC1}=1 y N_{SEC2}=1 con toma media).

En cuanto al cálculo de la relación de transformación del devanado Auxiliar1 (n_{AUX1}) para gobernar los *Rectificadores Síncronos* deben considerarse varios aspectos.

- Tensión umbral de excitación de los MOSFETs de rectificación (tensión de "*threshold*"). Normalmente, esta tensión está alrededor de 3V.

- Durante los tiempos muertos la tensión aplicada en la puerta-fuente de los *RSs* es la mitad de la tensión que se aplica en los intervalos t_{on}.
- Conviene gobernar los MOSFETs con la máxima tensión posible para favorecer su puesta en conducción en los intervalos correspondientes.

Atendiendo a la tabla 4.17 y teniendo en cuenta los factores anteriores se elige n_{AUX1}=2 porque con n_{AUX1}=3 la tensión durante los tiempos muertos está demasiado ajustada a la tensión umbral. Esto implica que el devanado Auxiliar1 debe tener **4 vueltas**.

Tabla 4.17
RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN DEL DEVANADO AUXILIAR1 PARA LA EXCITACIÓN DE LOS RSS.

	n_{AUX1} = 2		n_{AUX1} = 3	
	V_E = 36V	V_E = 72V	V_E = 36V	V_E = 72V
V_{AUX1}	9	18	6	12
$V_{AUX1}/2$	4.5	9	3	6

Por último, para obtener la tensión de alimentación del control se necesitan otros dos devanados (Auxiliar2 y Auxiliar3 con toma media). Como la tensión de salida es 1'5V y la alimentación requiere aproximadamente 15V, estos devanados deben tener 10 vueltas cada uno.

4.4.2.2 Frecuencia de conmutación

En esta topología no existe la posibilidad de usar técnicas de conmutación suave (ZVS) para reducir las pérdidas de conmutación. Éste es un inconveniente de esta topología frente a las soluciones que se venían utilizando como el Medio Puente con Control Complementario ([70] y [74]) e incluso el Forward con Enclavamiento Activo [68] donde sí que es posible alcanzar conmutación a tensión cero. Por tanto, a mayor frecuencia de conmutación y/o a mayor tensión de entrada estas pérdidas crecen y pueden llegar a ser muy significativas.

Por otro lado, desde el punto de vista de respuesta dinámica interesa que la frecuencia de conmutación sea suficientemente grande para así poder reducir el valor de la inductancia de salida y poder cumplir con los requisitos dinámicos sin necesidad de poner mucha capacidad a la salida.

El tamaño es el tercer factor que afecta al diseño de la frecuencia de conmutación. Siempre y cuando no aumenten mucho las pérdidas, interesará tener una frecuencia bastante grande para así reducir el tamaño del filtro de salida (bobina-condensador) cumpliendo los requisitos dinámicos.

Por lo tanto, la selección de la frecuencia de conmutación será una solución de compromiso entre rendimiento, respuesta dinámica y tamaño.

Con el fin de obtener la frecuencia más adecuada, reduciendo las pérdidas y cumpliendo los requisitos de respuesta dinámica y tamaño, se ha construido un prototipo previo y se ha medido el rendimiento conmutando a diferentes frecuencias. En la figura 4.21 se muestra el rendimiento medido en este prototipo a plena carga (10A) y para tres frecuencias de conmutación (150kHz, 220kHz y 300kHz) en función de la tensión de entrada En este ensayo no se contabilizan las pérdidas debidas al control, sólo se tienen en cuenta las pérdidas de la etapa de potencia.

En todos los casos puede verificarse el efecto ya comentado del aumento de pérdidas cuando la tensión de entrada crece. También se observa el incremento de las pérdidas con la frecuencia de conmutación, así por ejemplo, a 72V el rendimiento llega a caer desde el 86% hasta el 82% cuando la frecuencia de conmutación pasa de 150kHz a 300kHz.

Por lo tanto y dado que este convertidor tiene una tensión de entrada máxima bastante alta, donde las pérdidas por conmutación son muy significativas, la frecuencia de conmutación debería ser alrededor de 150kHz, siempre y cuando se cumplan las especificaciones de respuesta dinámica y tamaño.

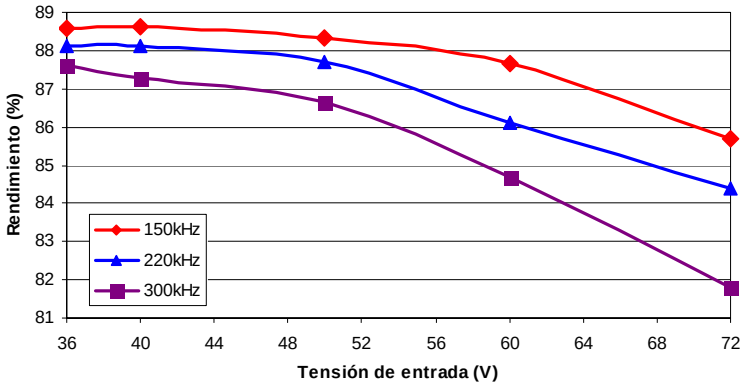


Figura 4.21. Rendimiento medido con diferentes frecuencias de conmutación en función de la tensión de entrada.

Se va a seleccionar de forma preliminar una frecuencia de conmutación de 150kHz con la que se va a continuar diseñando el resto del convertidor y en función del tamaño del filtro necesario para cumplir los requisitos de respuesta dinámica se deberá incrementar o no esta frecuencia.

4.4.2.3 Filtro de salida: Inductancia y capacidad

El filtro de salida se ha de diseñar de forma conjunta y está condicionado por la frecuencia de conmutación. Su diseño deberá cumplir con la especificación de máximo rizado de tensión (15mV) permitido a la salida así como mantener dentro de los límites especificados la tensión de salida (±75mV) durante los escalones de carga.

Un valor pequeño de la inductancia tiene dos ventajas fundamentales:

- La bobina manejará menos energía lo cual podrá significar un menor tamaño de la misma o un diseño con menos pérdidas según convenga.
- Gracias a ser la inductancia más pequeña, el número de condensadores para cumplir la especificación de respuesta dinámica también podrá ser menor, dado que la corriente a través de la misma puede evolucionar más rápidamente. Un valor pequeño de inductancia proporciona una mayor derivada (A/μs) en la bobina.

Ambas razones favorecen la reducción de tamaño del convertidor, aspecto también muy crítico en este tipo de fuentes de alimentación.

El principal inconveniente de un valor pequeño de la inductancia de salida es que crece el rizado de corriente que ha de filtrar los condensadores de salida. Dependiendo de la tecnología (producto C∗ESR, siendo C la capacidad del condensador y ESR - *Equivalent Series Resistance* la resistencia equivalente serie del mismo) y el número de condensadores que se utilice, el rizado de corriente máximo que se puede filtrar está determinado para poder mantener el rizado de tensión dentro de las especificaciones.

En la tabla 4.18 se consideran dos valores de inductancia diferentes así como el correspondiente rizado de corriente que se obtiene a 150kHz y la máxima derivada de corriente.

Tabla 4.18

DIFERENTES VALORES DE LA INDUCTANCIA DE SALIDA.

Inductancia (μH)	Rizado de corriente (A) @ 150kHz	Derivada (A/μs)
3	1	0,5
1,5	2	1

Para verificar si estas inductancias permiten cumplir las especificaciones dinámicas, se va a simular la respuesta dinámica del convertidor con estas dos inductancias y para un determinado conjunto de condensadores.

Dado que los condensadores de salida han cumplir dos cometidos, rizado y respuesta dinámica, se van a usar dos tipos diferentes de condensadores: 1) Cerámicos, presentan poca capacidad pero tienen baja ESR y ESL por lo que son muy adecuados para filtrar el rizado de corriente de alta frecuencia de la bobina. 2) Condensadores de Tántalo, en este caso proporcionan gran capacidad en un tamaño reducido lo cual permite almacenar una gran cantidad de energía para poder absorber los escalones de carga. La combinación de condensadores seleccionados se muestra en la tabla 4.19.

Tabla 4.19

CONDENSADORES DEL FILTRO DE SALIDA.

Tipo	Cantidad	Descripción
Condensadores de Tántalo	4	680μF, 4V, Tantalum (Kemet), Case E ESR = 15mΩ, ESL = 2nH
Condensadores de cerámicos	3	10μF, 10V, Cerámico, 1210 ESR = 4mΩ, ESL = 1,3nH

Con esta combinación de condensadores seleccionada se está en disposición de simular el convertidor para diseñar la inductancia de salida. Para las simulaciones se utiliza el modelo promediado de interruptores PWM ([151], [152] y [153]). Estos modelos permiten simular más rápidamente y realizar análisis en el dominio de la frecuencia.

Antes de simular el escalón de carga, es necesario diseñar el lazo de control con el mayor ancho de banda que permita el convertidor. De esta manera, cuando se produzca un escalón de carga y la tensión de salida comience a cambiar, el lazo de control actuará rápidamente y tenderá a saturar el ciclo de trabajo. Al tener un gran ancho de banda, se reducirá el número necesario de condensadores en paralelo para cumplir con la especificación. El diseño del ancho de banda del control también se ha realizado simulando en el dominio de la frecuencia el modelo promediado del convertidor. La técnica de control utilizada es el control modo tensión clásico.

En la figura 4.22 se muestra la evolución de la tensión de salida ante el escalón de carga especificado para dos inductancias de salida, 1,5μH y 3μH, y con la misma capacidad a la salida, cuatro condensadores de tántalo (tabla 4.19). Puede comprobarse que la evolución de la tensión de salida es mejor cuando la inductancia es 1,5μH porque la energía puede transferirse con mayor rapidez.

Además en la misma figura, también se comprueba que se cumple la especificación de respuesta dinámica, siendo la inductancia de la bobina de **1,5μH** y poniendo en paralelo cuatro condensadores de tántalo a la salida (tabla 4.19). El número de condensadores de tántalo se fue incrementando hasta verificar por medio

de la simulación que con cuatro se tenía suficiente energía para cumplir la respuesta dinámica.

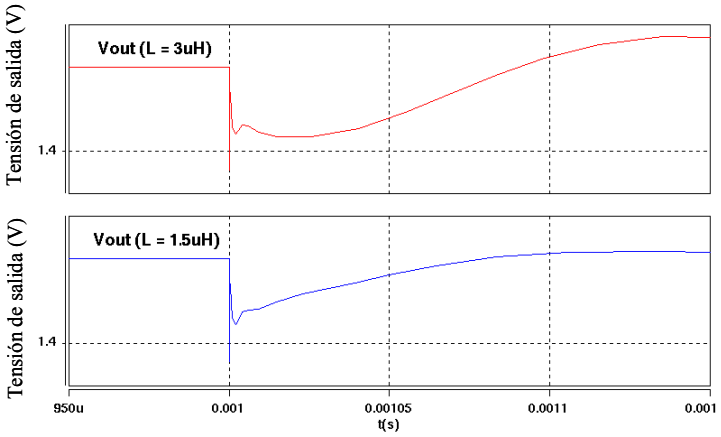


Figura 4.22. Evolución de la tensión de salida ante un escalón de carga (1A→9A, 80A/µs), con diferentes inductancias de salida.

Una vez se ha comprobado que el filtro de salida diseñado, inductancia y combinación de condensadores, cumple con la respuesta dinámica especificada, se ha de verificar que este filtro también cumple con la especificación de rizado en la tensión de salida de salida a la frecuencia de conmutación seleccionada (150kHz). Para ajustar el rizado a los valores especificados han sido necesarios tres condensadores cerámicos (tabla 4.19) y así reducir la resistencia serie equivalente.

Como se muestra en la figura 4.28, el rizado medido en el prototipo prácticamente cumple la especificación de 15mV, salvo para la tensión de entrada máxima (72V) que es de 20mV.

La bobina se integra en la PCB multicapa al igual que el transformador. El núcleo magnético elegido es un **EE18/4/10** de material **3F3**. Para obtener dicha inductancia se necesitan **2 vueltas**. **La inductancia final obtenida es de 1'3µH**.

Dado que el tamaño del filtro de salida, bobina y condensadores, es razonable para la especificación de tamaño, cumpliéndose además las especificaciones dinámicas y estáticas, **se fija finalmente la frecuencia de conmutación a 150kHz** para así mantener un rendimiento alto. Si la especificación dinámica fuese más exigente, probablemente sería necesario subir la frecuencia de conmutación para cumplir esa nueva especificación.

4.4.2.4 Interruptores de primario y rectificación

En los **interruptores de primario** se opta por los MOSFETs **Si4480DY** (Siliconix). El encapsulado es pequeño SO8 y además es dual; es decir, contiene dos MOSFETs independientes. Esta ventaja permite utilizar un solo encapsulado para los dos interruptores de primario, ganando densidad de potencia en el convertidor.

Además del tamaño, un segundo motivo por el que se ha seleccionado este dispositivo es que presenta una relación muy apropiada para esta aplicación entre la resistencia en conducción y las capacidades parásitas. Como se ha visto en la figura 4.21, las pérdidas de conmutación son bastante importantes en este convertidor y es importante que los MOSFETs de primario sean rápidos aunque se aumente la resistencia en conducción. Por otro lado, las pérdidas por conducción en los interruptores de primario no son muy importantes dado que las corrientes son pequeñas.

Los MOSFETs de la ***Rectificación Síncrona*** deben tener una resistencia en conducción ($R_{DS\text{-}ON}$) pequeña para minimizar estas pérdidas que representan un porcentaje muy importante de las pérdidas totales del convertidor. El dispositivo que se ha elegido para los *Rectificadores Síncronos* es el **Si4410DY**, también en encapsulado de montaje superficial SO8. Al poner varios MOSFETs en paralelo en cada interruptor, se reduce la resistencia en conducción si bien aumenta la capacidad drenador-fuente. Determinar el número óptimo de MOSFETs en paralelo no es sencillo puesto que hay que considerar tanto las pérdidas por conducción como las de conmutación. El número de MOSFETs en paralelo, se ha determinado en base a medir el rendimiento con diferente número de dispositivos en paralelo sobre un prototipo preliminar.

La figura 4.23 muestra diferentes curvas de rendimiento del convertidor medidas a plena carga (10A) y sin considerar las pérdidas del control. El ensayo se realiza con MOSFETs Si4410DY adecuados para esta aplicación. Este gráfico confirma que el rendimiento cae, con la tensión de entrada, con mayor rapidez cuando se ponen tres MOSFETs en paralelo porque se hacen más significativas las pérdidas de conmutación. Sin embargo, con dos MOSFETs en paralelo el rendimiento se mantiene más constante alrededor del 87%. A la tensión nominal, 48V, el rendimiento con tres MOSFETs en paralelo es un punto mayor que con dos, dado que el incremento de tamaño es considerable, seis encapsulados SO8 en vez de cuatro, no merece la pena poner tres MOSFETs en paralelo aunque los rendimientos sean algo mejores con bajas tensiones de entrada.

Por lo tanto, **se decide poner sólo dos MOSFETs (Si4410DY) en paralelo en cada Rectificador Síncrono**.

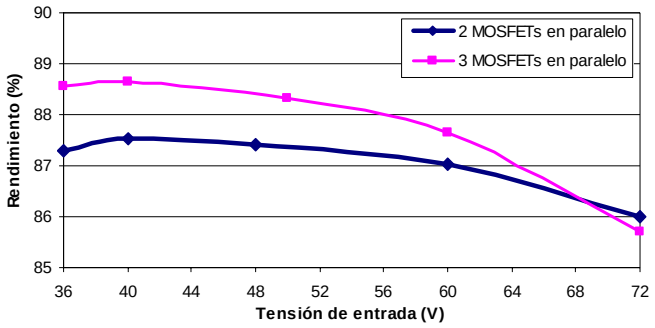


Figura 4.23. Curvas de rendimientos con dos y tres MOSFETs (Si4410DY) en paralelo en cada Rectificador Síncrono.

4.4.2.5 Transformador

El diseño del transformador se ha estudiado con gran detalle en las secciones 3.3.1 y 3.3.3 del capítulo anterior, donde se hace un análisis de la influencia del acoplamiento de los devanados en el convertidor, principalmente sobre el nuevo circuito de *RSA con devanado único* que es muy sensible al acoplamiento de los devanados.

De todas las configuraciones analizadas, el diseño que finalmente se ha seleccionado para este convertidor es el Transformador B (figura 3.6, b). El transformador está integrado en la PCB multicapa, siendo el núcleo un **EE18/4/10** de material **3F3**.

El transformador seleccionado no se satura ante un escalón de carga. En el peor caso considerado (figura 4.4) la corriente magnetizante alcanza casi 0'4A (figura 4.6) lo que significa que la inducción magnética en este transformador es 250mT.

4.4.2.6 Lazo de Control

La especificación de la respuesta dinámica es muy estricta y ha sido uno de los principales factores, junto con el rendimiento y el tamaño, que ha influido tanto en la selección de la topología a utilizar como en todas las decisiones que se han ido tomando en el diseño del convertidor.

Las especificaciones exigen que la tensión de salida no supere la regulación dinámica del ±5% (±75mV) ante escalones de carga de 1A ↔ 9A y 80A/µs. El filtro de salida se ha diseñado apropiadamente para que se pueda cumplir esta especificación pero ahora hay que diseñar el lazo de control de forma que sea lo más rápido posible y aproveche al máximo la capacidad de respuesta dinámica de la etapa de potencia.

El diseño del lazo se ha hecho en el dominio de la frecuencia, por lo que para asegurar la rapidez del lazo es necesario que la función de transferencia en lazo abierto tenga un ancho de banda suficientemente grande. El método de control es un control modo tensión clásico.

Para diseñar el lazo se ha partido de la función de transferencia de la etapa de potencia obtenida a partir del modelo promediado del convertidor ([151], [152] y [153]). La figura 4.24 muestra el comportamiento en frecuencia de la etapa de potencia, G, tanto en ganancia como en fase.

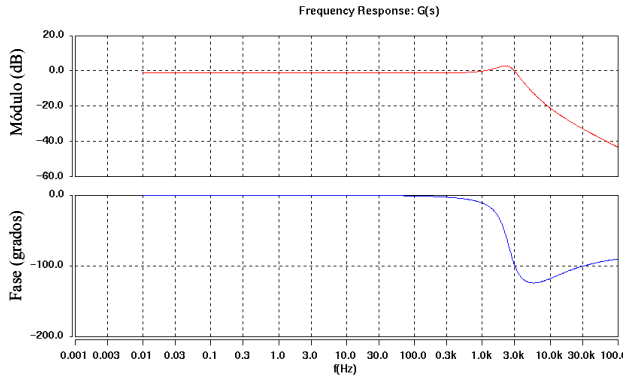
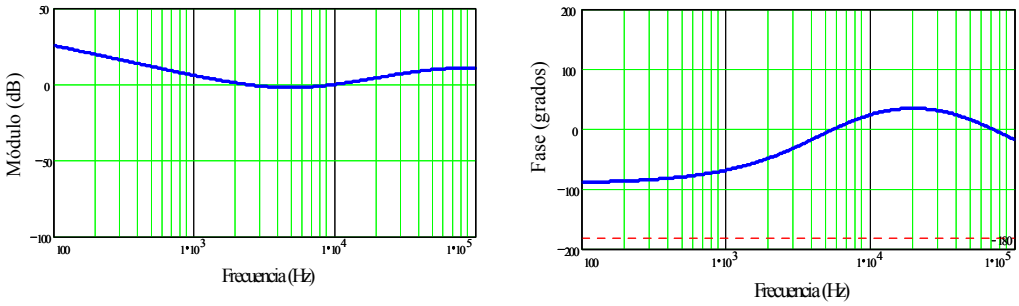


Figura 4.24. Respuesta en frecuencia del modelo promediado de la etapa de potencia: G - tensión de salida / ciclo de trabajo.

El control de este convertidor debe llevar aislamiento entre el circuito de primario y el del secundario. Para ello, es necesario el uso de un optoacoplador en la realimentación. El comportamiento del optoacoplador es muy sensible a los cambios de temperatura y por tanto es obligado implementar un circuito para compensar estas variaciones. La introducción de todo este circuito adicional, optoacoplador y el circuito de compensación de temperatura, afecta a la función de transferencia que se ha de compensar.

Teniendo en cuenta la función de transferencia completa, potencia y optoacoplador, se ha diseñado el regulador necesario para, garantizando la estabilidad del sistema, cumplir la respuesta dinámica especificada. La figura 4.25 muestra la

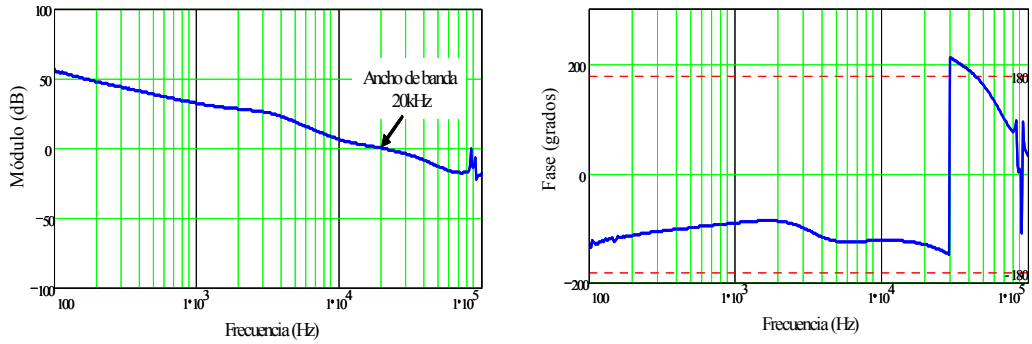
respuesta en frecuencia del regulador diseñado. En la figura 4.22 se puede ver la respuesta dinámica obtenida al simular el convertidor con este regulador, comprobando que se cumple la respuesta dinámica especificada.



a) Módulo b) Fase

Figura 4.25. Respuesta en frecuencia del regulador diseñado.

En la figura 4.26 se muestra la medida, hecha en el convertidor definitivo, de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia completa en lazo abierto. El ancho de banda medido es de 20kHz.



a) Módulo b) Fase

Figura 4.26. Medida de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia completa en lazo abierto.

4.4.3 RESULTADOS EXPERIMENTALES

A lo largo del diseño del convertidor se han ido dando ya ciertos resultados experimentales ya que algunas de las decisiones del diseño se basaron en medidas experimentales.

En esta sección se van a resaltar aquellos resultados más interesantes obtenidos en este prototipo. En primer lugar, en la figura 4.27 se muestra una foto del prototipo. Se puede ver como la bobina y el transformador están integrados en la PCB multicapa. El tamaño total del convertidor es 56mm x 38mm x 9.5mm, siendo la densidad de potencia obtenida de 15W/inch^3. El convertidor es de perfil muy bajo, 9.5mm.

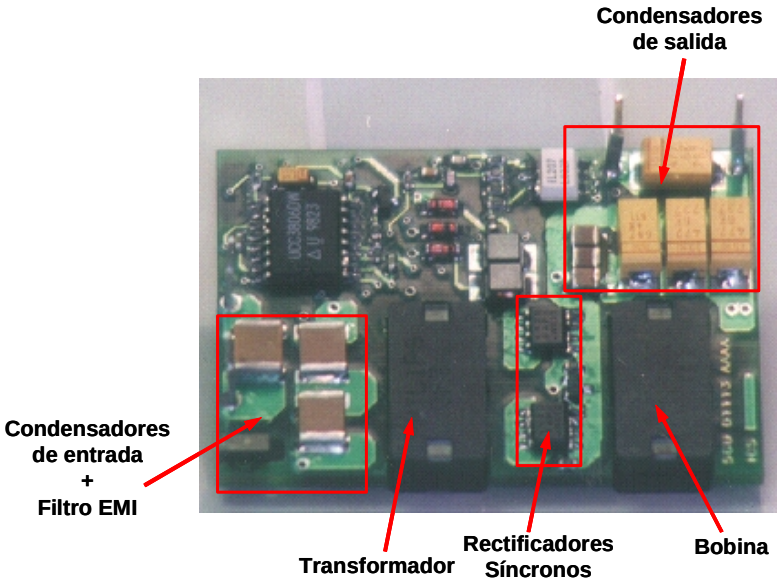
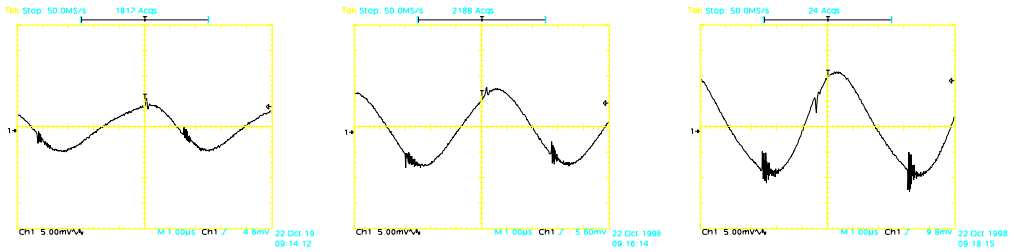


Figura 4.27. Foto del Prototipo I.

En la figura 3.21 y la figura 3.22 del capítulo anterior se muestran las formas de onda medidas en la puerta-fuente de los *Rectificadores Síncronos*.

En la figura 4.28 se muestra el rizado de la tensión de salida. Se observa que la especificación de rizado del 1% (15mV) se cumple para la tensión nominal de entrada y para tensiones inferiores. Si fuera necesario cumplir esta especificación a la máxima tensión de entrada (72V) sería necesario subir la frecuencia de conmutación a 200kHz. Dado que en condiciones nominales se cumple la especificación, se ha mantenido la frecuencia de conmutación de 150kHz.



V_E= 36V	V_E= 48V	V_E= 72V
ΔV_{pp}= 9mV	ΔV_{pp}= 15mV	ΔV_{pp}= 20mV

Figura 4.28. Rizado de la tensión de salida con L=1'3μH y f_{SW}=150kHz (5mV/div, 1μs/div).

En la figura 4.29 se muestra el rendimiento medido en el convertidor, teniendo en cuenta las pérdidas de la etapa de potencia y las del control, en función de la tensión de entrada. Las medidas se han hecho a plena carga (10A) y conmutando a 150kHz, que es la frecuencia seleccionada. Las medidas muestran claramente el peso de las pérdidas de conmutación según va subiendo la tensión de entrada. El amplio rango de la tensión de entrada ha sido uno de los factores que ha condicionado de forma muy importante el diseño de todo el convertidor. El rendimiento (86'5%) obtenido a la tensión de entrada nominal (48V) es bastante alto, teniendo en cuenta que están incluidas las pérdidas de la etapa de control. Siendo la potencia de salida 15W, las pérdidas totales del convertidor son 2'3W a 48V.

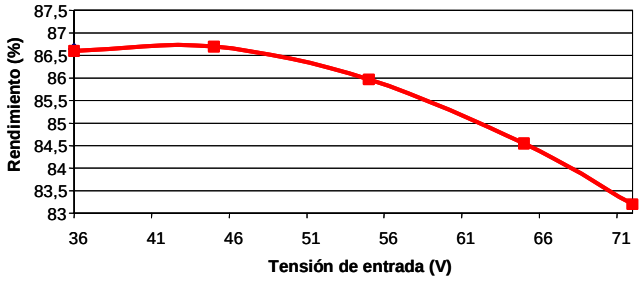
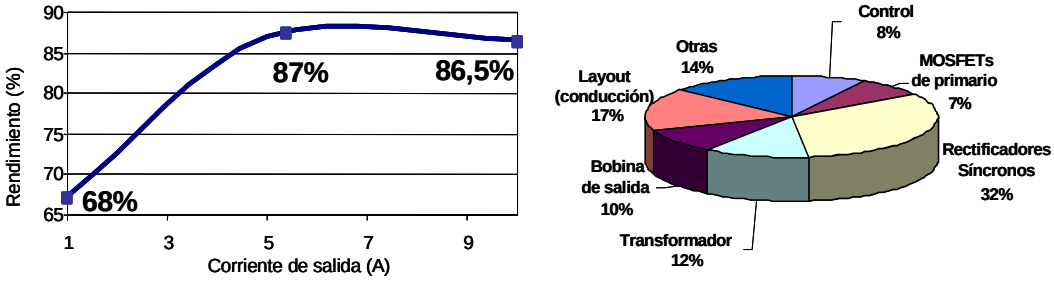


Figura 4.29. Medidas del rendimiento del convertidor (potencia + control) en función de la tensión de entrada a plena carga (10A) y f_{SW} = 150kHz.

La figura 4.30 a) muestra el rendimiento del convertidor en función de la corriente de salida. Se observa que el rendimiento máximo es de 87% a media carga. La figura 4.30 b) muestra la estimación del desglose de pérdidas que se tienen a plena carga y tensión de entrada nominal. Las pérdidas de conducción (Rectificadores Síncronos + pérdidas de conducción en el "lay-out") representan casi el 50% de las

pérdidas. Si la PCB no hubiese sido hecha con una tecnología estándar (70µm), las pérdidas por conducción en el "lay-out", bobina y transformador se podrían haber reducido.



a) Rendimiento del convertidor a 48V *b) Desglose de pérdidas*

Figura 4.30. a) Medidas del rendimiento del convertidor a 48V (potencia + control) en función de la corriente de salida y b) estimación del desglose de pérdidas.

Para realizar el ensayo de respuesta dinámica se ha construido una carga dinámica que demanda escalones de corriente. Se trata de un convertidor Reductor Síncrono que no tiene condensadores de entrada. Este reductor se conecta a la salida del convertidor en pruebas de forma que los escalones de corriente demandados por la bobina del Reductor los ha de proporcionar el convertidor.

La figura 4.31 muestra la evolución de la tensión de salida (V_S) ante escalones de carga. La salida del regulador que fija el ciclo de trabajo es la tensión V_{COM}. Cuando el escalón de carga es de subida, la tensión V_{COM} tiende a saturar el ciclo de trabajo (50%) con el fin de regular la tensión de salida y minimizar el efecto de la perturbación. La tendencia de V_{COM} es la contraria cuando el escalón de carga es de bajada.

Sometiendo al convertidor a escalones de carga de vacío a plena carga y al contrario se ha querido comprobar que efectivamente el convertidor responde sin problemas. **Durante el tiempo que dura el transitorio (entre 20µs y 30µs) el ciclo de trabajo tiende a saturarse para responder rápidamente al escalón pero el transformador no se satura gracias a que ciclo a ciclo se está desmagnetizando incluso durante los transitorios de carga**.

La frecuencia de los escalones de carga (figura 4.31) es de 1kHz, es decir cada 1ms se produce un escalón de carga positivo.

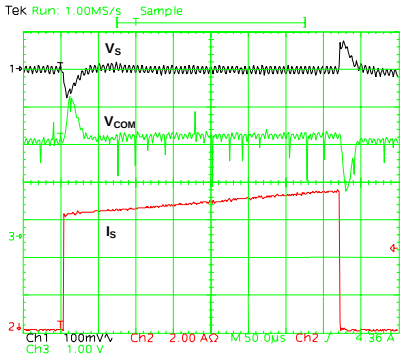
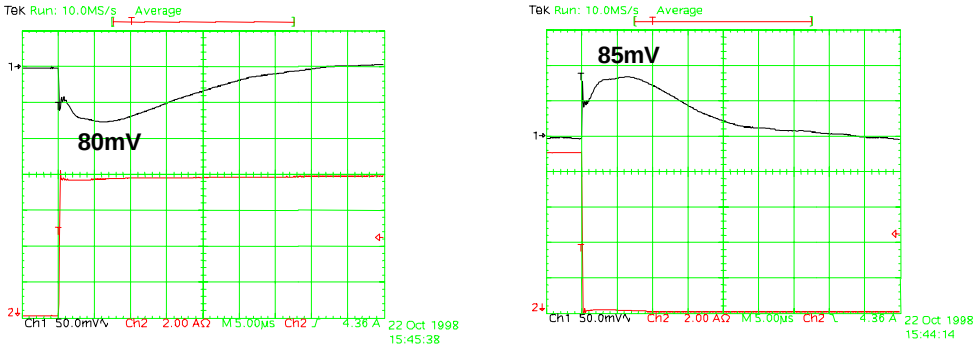


Figura 4.31. Evolución de la tensión de salida ante escalones de carga.
Ch1: V_S(100mV/div); Ch2: I_S(2A/div); Ch3: V_{COM}(1V/div); 50µs/div

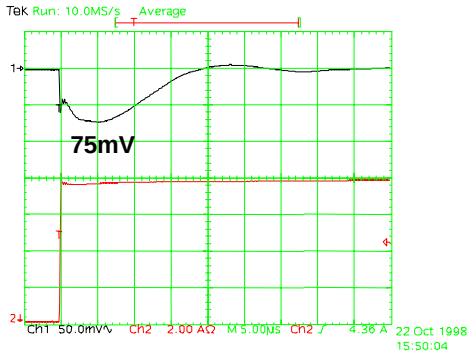
A continuación, se analizará en detalle la evolución de la tensión de salida. El estudio se hará tanto del primer pico de la tensión como de su evolución posterior. Los escalones de carga a los que se somete al convertidor son diferentes. El escalón positivo es de 40A/µs mientras que el negativo es de 450A/µs. Esta asimetría se debe a motivos de diseño de la carga utilizada. No obstante, las diferencias en las pendientes solamente afectan al primer pico de la tensión de salida y no a su posterior evolución.

Aún así, se trata de unos escalones bastante exigentes si recordamos que cargas electrónicas severas como puede ser el microprocesador Pentium® II Xeon™ de Intel® demanda como máximo escalones de 20A/µs.

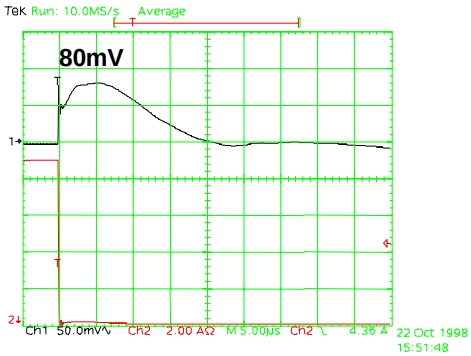


a) 0A → 8A, 40A/µs *b) 9A → 0A, 450A/µs*

Figura 4.32. Evolución de la tensión de salida ante una carga pulsante V_E = 48V
Ch1: V_S(50mV/div); Ch2: I_S(2A/div); 5µs/div.

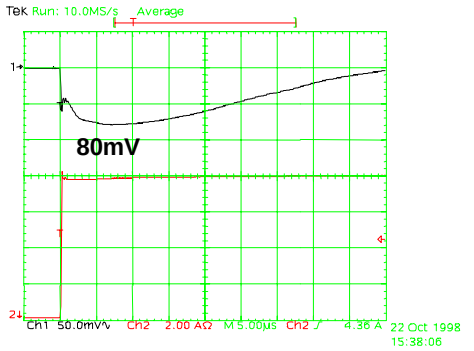


a) 0A → 8A, 40A/µs

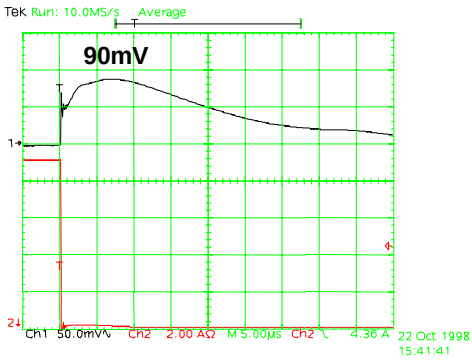


b) 9A → 0A, 450A/µs

Figura 4.33. Evolución de la tensión de salida ante una carga pulsante V_E = 72V
Ch1: V_S(50mV/div); Ch2: I_S(2A/div); 5µs/div.



a) 0A → 8A, 40A/µs



b) 9A → 0A, 450A/µs

Figura 4.34. Evolución de la tensión de salida ante una carga pulsante V_E = 36V
Ch1: V_S(50mV/div); Ch2: I_S(2A/div); 5µs/div.

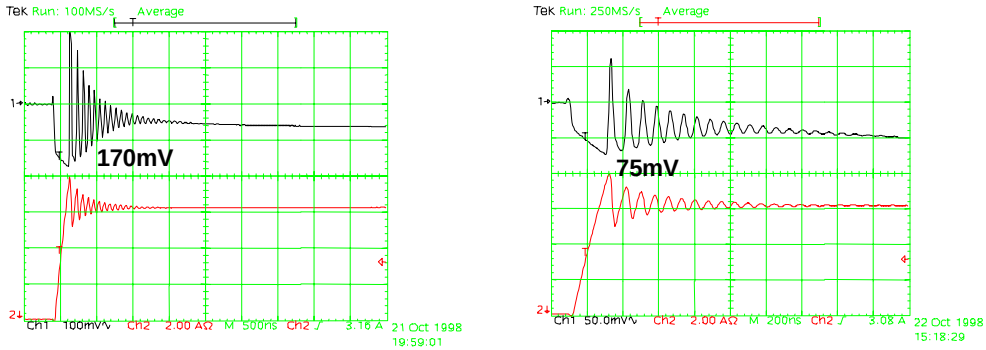
La figura 4.32 muestra la regulación dinámica de la tensión de salida en detalle. La desviación de tensión ante los escalones de carga es ligeramente mayor que la especificada (±75mV). El prototipo tiene una regulación dinámica de aproximadamente 5,5% en vez de 5% como dictaban las especificaciones, pero esta desviación puede considerarse aceptable.

En la figura 4.33 y la figura 4.34 se realizan los mismos ensayos pero para las tensiones de entrada de 72V y 36V respectivamente.

Estas medidas se han realizado con una bobina en el filtro de salida de valor 1'3µH. El convertidor tiene una regulación dinámica que varía entre el ±5% y el ±6%

de la tensión nominal de salida. Dado que se está muy cerca de cumplir la regulación dinámica especificada, incrementando de cuatro a cinco el número de condensadores de tántalo probablemente sería suficiente parar cumplir esta especificación.

En lo referente al primer pico de la tensión de salida cuando se produce el escalón de carga, hay que considerar los valores de ESR y ESL de los condensadores de salida. Este pico solamente depende de estos parámetros y no de la topología, bobina del filtro o ancho de banda. Sobre este prototipo se ha experimentado con dos tipos diferentes de condensadores, uno con la ESL mayor que el otro. En la figura 4.35 se muestran las medidas obtenidas con uno y otro tipo de condensadores pero manteniendo en ambos casos la misma capacidad de salida. Puede apreciarse cómo se reduce el primer pico cuando los condensadores de salida poseen una ESL más pequeña.



a) Condensadores (3x680μF) de alta ESL Ch1: V_S(100mV/div); Ch2: I_S(2A/div); 500ns/div

b) Condensadores (2x950μF) de baja ESL Ch1: V_S(100mV/div); Ch2: I_S(2A/div); 200ns/div

Figura 4.35. Detalle del primer pico de la tensión de salida ante un escalón de carga positivo (40A/μs) V_E = 48V; I_S: 0A → 8A.

4.4.4 RESUMEN Y CONCLUSIONES

En esta sección se ha analizado y diseñado un convertidor CC/CC para aplicaciones de telecomunicaciones. El rango de tensión de entrada es muy amplio (36V-72V), la tensión de salida es 1'5V y la corriente de salida es 10A.

Una de las aportaciones más importantes está en la selección de la topología, ***Medio Puente con Rectificador de Doble Onda con Toma Media***. Las topologías que se venían utilizando para este tipo de aplicaciones estaban limitadas dinámicamente. Así por ejemplo, el convertidor *Forward con Enclavamiento Activo* se estaba utilizando ampliamente ya que es muy apropiado para aplicar técnicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada*. Sin embargo, a partir de mediados de los años noventa y como consecuencia de la evolución de los microprocesadores, se empieza a exigir a estos convertidores respuestas dinámicas cada vez más agresivas que afectan de forma muy importante al diseño de los mismos (aparatado 1.4).

Si bien la capacidad dinámica de este prototipo (1A/µs, 2A) no es muy rápida, comparada con otros convertidores de esta tesis, este prototipo, su diseño y sus resultados experimentales, representan otra aportación muy significativa ya que **validan el uso de topologías que gobiernan simétricamente el transformador en aplicaciones de baja tensión y rápida respuesta dinámica**. En este sentido se ha de decir que este trabajo se documenta de forma oficial en los informes [81] (diciembre de 1997) y [82] (abril de 1998) del proyecto europeo LOVO; y se publica en la conferencia internacional APEC (Applied Power Electronics Conference) en 1999 **siendo uno de los primeros trabajos [84] publicados en conferencias internacionales (APEC, PESC) en los que se propone el uso de topologías que gobiernen simétricamente el transformador en este tipo de aplicaciones**. En la misma conferencia (APEC'99) otros autores también proponen el uso de este tipo de topologías [85] y [86]. Previamente, los mismos autores de la referencia [86] también habían propuesto este tipo de topologías en un congreso de menor impacto (VPEC, septiembre de 1998, [83]). Desde entonces y hasta la fecha se han venido proponiendo en distintas conferencias internacionales el uso de diferentes topologías ([83] - [100]), algunas de ellas nuevas, en este tipo de aplicaciones pero todas ellas con un denominador común: excitan simétricamente el transformador.

El uso de la nueva técnica de ***Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único*** es una de las claves que permitió de forma fácil utilizar topologías que gobernaran simétricamente el transformador (con tiempos muertos en el

transformador) en aplicaciones de baja tensión y alta corriente. Además, este prototipo ha servido para **validar el uso de esta nueva técnica de *Rectificación Síncrona Autoexcitada***.

Como se ha mostrado a lo largo del diseño del convertidor, la respuesta dinámica ha condicionado todo el diseño del mismo. En este tipo de aplicaciones, la respuesta dinámica junto con la baja tensión de salida y el amplio rango de tensión de entrada, limitan el máximo rendimiento y el mínimo tamaño que se puede alcanzar. El convertidor se ha sometido a escalones de carga, respondiendo adecuadamente y sin producirse saturación del transformador de potencia gracias a que ciclo a ciclo se desmagnetiza, incluso durante los transitorios de carga.

4.5 Validación mediante el convertidor Medio Puente con Rectificador Doblador de Corriente.

Para completar el estudio y dado que en la comparación de las dos etapas rectificadoras, *Rectificador con Toma Media* y *Rectificador Doblador de Corriente*, se concluyó que el *Rectificador Doblador de Corriente* es más apropiado para aplicaciones de muy alta corriente (mayor de 30A), en esta sección se diseña y valida experimentalmente un convertidor ***Medio Puente con Rectificador Doblador de Corriente*** capaz de suministrar hasta 60A a la carga.

En este prototipo (Prototipo III de esta tesis) también se va a utilizar la nueva técnica de ***Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único***. De nuevo, el uso de esta técnica ha facilitado el uso del convertidor Medio Puente en este tipo de aplicaciones gracias a que permite seguir aplicando técnicas de *RSA*. A su vez, este convertidor va a permitir validar la nueva técnica de *RSA* con un nuevo prototipo.

4.5.1 ESPECIFICACIONES

La aplicación de este prototipo es también en el campo de las Telecomunicaciones, por lo que su tensión de entrada nominal es 48V. En este caso el rango de variación de la tensión de entrada es más estrecho 48V ±10%. La tensión de salida es de 1'5V y la corriente de salida es de 60A. En la tabla 4.20 se detallan el resto de especificaciones importantes de este convertidor.

Tabla 4.20

ESPECIFICACIONES DEL PROTOTIPO III

Tensión de entrada nominal:	48V ±10%
Tensión de salida	1,5V
Corriente de salida:	60A
Máxima potencia de salida:	90W
Rizado de tensión de salida:	15mV (1%)
Regulación dinámica de la tensión de salida: (ante escalones de 10A y 80A/μs)	±75mV (±5%)

4.5.2 DISEÑO: MEDIO PUENTE CON DOBLADOR DE CORRIENTE

Al tener una corriente tan elevada, 60A, las pérdidas por conducción en secundario van a ser muy importantes y van a condicionar junto con la respuesta dinámica el diseño del convertidor.

Como ya se ha comentado, la topología elegida es el *Medio Puente con Rectificador Doblador de Corriente y RSA de devanado único* (figura 4.2). Aunque los motivos son ya conocidos, se recuerdan brevemente: 1) se elige una topología que excite simétricamente el transformador (Medio Puente) para evitar riesgos de saturar el transformador durante los escalones de carga, 2) dada la alta corriente de salida, la etapa rectificadora más adecuada es el *Doblador de Corriente* y 3) la nueva técnica de *RSA de devanado único* permite mantener conduciendo a los *RSs* durante los tiempos muertos del transformador.

Para reducir en la medida de lo posible las pérdidas por conducción, será necesario optimizar el camino de secundario por donde circula la corriente así como reducir el número de puntos de soldadura que ha de atravesar ésta. En este sentido y gracias a la topología del *Rectificador Doblador de Corriente* se va a diseñar el convertidor de forma que se pueda implementar el esquema de la figura 4.36 .Este esquema permite optimizar en gran medida el camino para la corriente de secundario. Para poder implementar este esquema es necesario que el transformador se diseñe con una única vuelta en secundario y que las bobinas también se diseñen con una única vuelta. Además en este caso las dos bobinas se van a construir con el mismo núcleo magnético tal y como se indica en la figura 4.36.

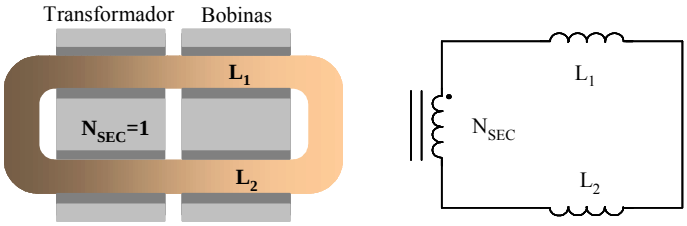


Figura 4.36. Esquema del devanado Secundario y las bobinas L_1 y L_2.

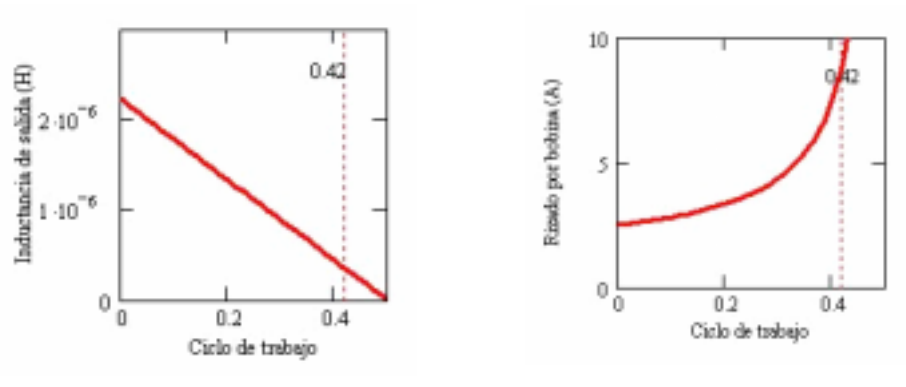
4.5.2.1 Relación de Transformación, Frecuencia de Conmutación e Inductancias de salida

La selección de la relación de transformación y la frecuencia de conmutación están fuertemente relacionadas con el diseño de la bobinas de salida. Como en este caso las corrientes de salida son muy altas, el diseño de las bobinas de salida afecta de forma muy importante al conjunto del convertidor y es importante tener en cuenta el valor de la inductancia de las bobinas de salida y la respuesta dinámica que se quiere alcanzar para decidir la relación de transformación y la frecuencia de conmutación más adecuadas.

Dado que las especificaciones dinámicas son similares, el convertidor se va a diseñar con una respuesta dinámica similar a la del Prototipo I (1A/µs y 2A de rizado en los condensadores de salida).

En la tabla 4.21 se muestran diferentes combinaciones de relación de transformación (n) y frecuencia de conmutación (f_{SW}). Para cada combinación se calcula el ciclo de trabajo nominal, la inductancia de L_1 y L_2 y el rizado de corriente en cada bobina (ΔI_L), la energía total (E_{DC}) almacenada en las bobinas de salida y la máxima derivada de corriente que puede alcanzar el convertidor ante escalones de subida y de bajada. Esta tabla se ha calculado para una tensión de entrada de 48V, una tensión de salida de 1'5V, una corriente de salida de 60A, un rizado de corriente en los condensadores de salida (ΔI) de 2'5A y un rendimiento del convertidor estimado alrededor del 88%.

Antes de analizar y comparar los resultados de esta tabla es importante recordar el efecto de cancelación de rizado que se produce en el *Doblador de Corriente* (ecuación 4.4). Cuanto mayor es el ciclo de trabajo al que opera el convertidor, mayor es la cancelación de rizados y por tanto menor es la inductancia que se necesita en las bobinas de salida para tener el mismo rizado (ΔI) en los condensadores de salida. La figura 4.37 a) muestra cómo varía el valor de la inductancia necesaria para mantener el mismo valor ΔI en función del ciclo de trabajo. La figura 4.37 b) muestra cómo al ir aumentado el ciclo de trabajo al que opera el convertidor, mayor es la cancelación de rizado y por lo tanto mayor es el rizado de corriente que se permite en cada una de las bobinas.



a) Inductancia de salida: $L_1 = L_2$ *b) Rizado de corriente: ΔI_L*

Figura 4.37. Inductancia ($L_1 = L_2$) y rizado de corriente correspondiente en función del ciclo de trabajo al que se diseñe el convertidor para operar en condiciones nominales.

Por lo tanto, cuanto más alta es la relación de transformación (n), más alto es el ciclo de trabajo al que opera el convertidor en condiciones nominales y por lo tanto menor es la inductancia necesaria para conservar el rizado de corriente ΔI con la misma frecuencia de conmutación.

Como se ve en la figura 4.37 b), la cancelación de rizados crece rápidamente con el ciclo de trabajo. Es importante estimar correctamente el ciclo de trabajo al que operará el convertidor para a partir de ese dato diseñar la inductancia necesaria. Es por este motivo por el que se ha hecho una estimación del rendimiento del convertidor (88%) y se ha tenido en cuenta para calcular el ciclo de trabajo esperado en la tabla 4.21.

Tabla 4.21

RESPUESTA DINÁMICA E INDUCTANCIA NECESARIA PARA DIFERENTES RELACIONES DE TRANSFORMACIÓN Y FRECUENCIAS DE CONMUTACIÓN

n	**f_{SW} (kHz)**	**d (%)**	**$L_1 = L_2$ (nH)**	**ΔI_L (A)**	**E_{DC} (mJ)**	**(A/μs)↑**	**(A/μs)↓**
4	150	29	1700	4	1,8	1,7	1,7
6	150	42	590	10	0,7	1,7	5
6	200	42	440	10	0,54	2,2	6,8
6	270	42	330	10	0,39	3,0	9,1

El primer caso considerado en la tabla 4.21 es muy parecido al diseño realizado en el Prototipo I. La relación de vueltas se elige para tener un ciclo de trabajo bastante centrado y así tener una respuesta dinámica simétrica. Con una frecuencia de conmutación similar (150kHz), se consigue una respuesta dinámica similar al Prototipo I. Sin embargo, las elevadas corrientes de salida hacen que las bobinas de salida manejen mucha energía, no siendo posible integrar ambas bobinas, con una única vuelta por bobina (figura 4.36), en un núcleo magnético de dimensiones razonables.

En el segundo caso, se incrementa la relación de vueltas, de 4 a 6, con el objetivo de reducir el valor de la inductancia necesaria. Se consigue reducir la inductancia casi por tres pero como se está conmutando a la misma frecuencia y el ciclo de trabajo es más grande (figura 4.12), la máxima pendiente de subida no se incrementa (1'7A/μs). Por supuesto, al subir el ciclo de trabajo a 42%, la respuesta dinámica es asimétrica, 1'7A/μs de subida y 5A/μs de bajada; como ya se ha comentado en otras ocasiones, dado que los escalones que demanda el microprocesador son tanto de subida como de bajada, cuando el convertidor responda asimétricamente se tomará como máxima pendiente la menor de las dos.

Para reducir la energía y por tanto el tamaño de las bobinas de salida se sube la frecuencia de conmutación de 150kHz a 200kHz, caso tercero. Al subir la frecuencia de conmutación se obtiene una derivada de corriente más alta (2'2A/µs). Además, en este tercer caso las bobinas almacenan una energía tres veces menor que la almacenada por las bobinas del primer diseño, resultando esta vez en un tamaño más razonable.

En principio este tercer diseño se tomó como válido. Sin embargo, al hacer las primeras pruebas con el prototipo real se observó que las pérdidas por conmutación pesan poco con alta carga. Como se observa en figura 4.38, las pérdidas por conmutación son más importantes cuando la corriente de salida es baja puesto que los rendimientos mejoran en mayor magnitud a medida que la frecuencia de conmutación del circuito disminuye. Sin embargo, este efecto se ve atenuado cuando la carga demanda altas corrientes.

Al subir la frecuencia de conmutación, se aumenta el número de conmutaciones por unidad de tiempo pero al mismo tiempo se reduce el rizado de corriente. Éste es el motivo por el que al subir la frecuencia de 200kHz a 270kHz, las pérdidas prácticamente no crecen. Si se siguiese subiendo la frecuencia, las pérdidas crecerían cada vez más con la frecuencia puesto que la reducción de rizado sería cada vez menos significativa respecto de la corriente media por bobina.

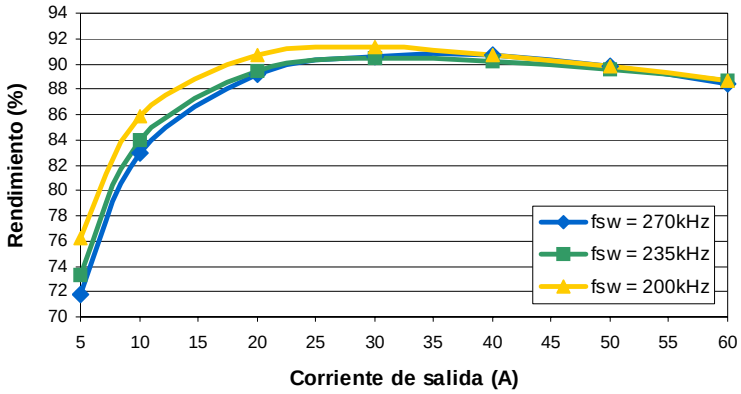


Figura 4.38. Curvas de rendimiento medidas en el Prototipo III a diferentes frecuencias de conmutación y en función de la corriente de la carga.

A plena carga, el rendimiento es 88,6% conmutando a 200kHz y 88% cuando se conmuta a 270kHz. Con estos datos en la mano se optó por elegir finalmente el cuarto

diseño de la tabla 4.21, ya que el coste en pérdidas es pequeño y se mejora la respuesta dinámica y el diseño de las bobinas de salida.

Por lo tanto, **finalmente se eligió** el cuarto diseño donde la **relación de transformación es 6 y la frecuencia de conmutación es 270kHz**. Las inductancias de salida son de **330nH**, y almacenan más de cuatro veces menos energía que la almacenada por las bobinas del primer caso. Además, la máxima derivada de corriente es más elevada **3'0A/µs** siendo el rizado de la corriente de salida **ΔI = 2'5A**.

4.5.2.2 Filtro de salida: Bobinas y Capacidad

En el apartado anterior ha quedado determinado el valor de la inductancia (330nH) para las bobinas de salida así como el rizado de corriente en cada una de las bobinas (10A). Con estos datos se pueden diseñar las bobinas de salida. Como ya se ha explicado (figura 4.36), se quiere integrar las dos bobinas en el mismo núcleo magnético de forma que cada una dé una única vuelta a una de las columnas exteriores del núcleo magnético.

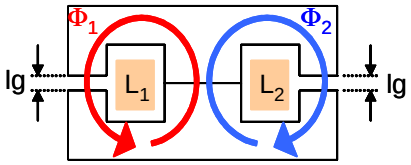


Figura 4.39. Sección de la ferrita EE que integra a las dos bobinas del Doblador de Corriente con el entrehierro en las columnas exteriores.

El núcleo plano **EE22** permite integrar ambas bobinas con una sola vuelta por bobina. El entrehierro de cada bobina se coloca en las columnas exteriores para permitir el desacoplo de las dos bobinas (figura 4.39). De esta forma, el flujo creado por cada bobina será independiente.

Tabla 4.22
CONDENSADORES DEL FILTRO DE SALIDA.

Tipo	Cantidad	Descripción
Condensadores de Tántalo	4	680µF, 4V, Tantalum (Kemet), Case E ESR = 15mΩ, ESL = 2nH
Condensadores de cerámicos	4	10µF, 10V, Cerámico, 1210 ESR = 4mΩ, ESL = 1,3nH

La respuesta dinámica especificada en este prototipo es muy similar a la del Prototipo I. Por otro lado, la máxima derivada de corriente que puede alcanzar este prototipo es más grande que la que puede alcanzar el Prototipo I, por lo que con el

mismo número y tipo de condensadores que se han usado en el Prototipo I, la respuesta dinámica de este prototipo debería ser mejor. La tabla 4.22 muestra los condensadores que se han seleccionado para este prototipo.

4.5.2.3 Transformador

El diseño del transformador es crítico en esta topología, *Medio Puente con Doblador de Corriente y RSA de devanado único*, y más tratándose de una aplicación de muy alta corriente. El acoplamiento entre todos los devanados, primario – secundario, auxiliar – secundario y primario – auxiliar, es muy importante. Por un lado y como se ha visto en el Capítulo 3, el nuevo esquema de *Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único* requiere tener los devanados del transformador muy bien acoplados. Por otro lado, cuando se usa el nuevo esquema de *RSA de devanado único* en una aplicación de alta corriente de salida, el acoplamiento entre los devanados primario y secundario debe ser lo mejor posible para reducir las oscilaciones durante los tiempos muertos (sección 4.3.6) ya que estas oscilaciones pueden apagar los Rectificadores Síncronos.

El diseño del transformador se realiza a partir de la relación de transformación obtenida en el apartado anterior (**n = 6**). Además, se quiere que el número de vueltas del devanado secundario sea una ($\mathbf{N_{SEC}= 1}$), para así reducir las pérdidas por conducción y facilitar la construcción del devanado secundario con las dos bobinas del doblador de corriente. Esto implica que el número de vueltas del devanado primario debe ser seis ($\mathbf{N_{PRIM}= 6}$).

Por último, hay que calcular las vueltas del devanado auxiliar para la excitación de los MOSFETs de rectificación. La tensión impuesta en el auxiliar debe ser tal que durante los tiempos muertos excite a los MOSFETs con la mayor tensión posible. Con $\mathbf{N_{AUX}= 3}$ se excita a los Rectificadores Síncronos con 12V durante los tiempos de transferencia de energía (t_{ON}) y 6V durante los tiempos muertos, tensión suficiente para que los Rectificadores Síncronos conduzcan durante este intervalo.

El núcleo del transformador seleccionado es un RM10 de perfil bajo y el material es 3F3. Se compararon diferentes tamaños y materiales, eligiéndose el núcleo RM10 de perfil bajo como un buen compromiso entre tamaño y pérdidas. Ante un escalón de carga y considerando el peor de los casos (figura 4.4) la densidad de flujo magnético alcanza el valor de 225mT.

Como ya se ha comentado, el entrelazado de este transformador es crítico; para su diseño se utilizó una herramienta de Análisis de Elementos Finitos [49], se realizaron

diversos diseños de entrelazado y se compararon a través de los respectivos modelos. La figura 4.40 muestra el entrelazado finalmente seleccionado. El devanado primario (6 vueltas) se construye con 10 capas de cobre, 3 vueltas por capa y 5 capas en paralelo, cada capa de cobre tiene un grosor de 70μm. El devanado secundario (1 vuelta) se construye con 5 capas en paralelo, siendo cada capa de un grosor de 300μm. Las 3 vueltas del devanado auxiliar se dan en una capa y se ponen 5 capas en paralelo, cada capa de cobre es de 70μm.

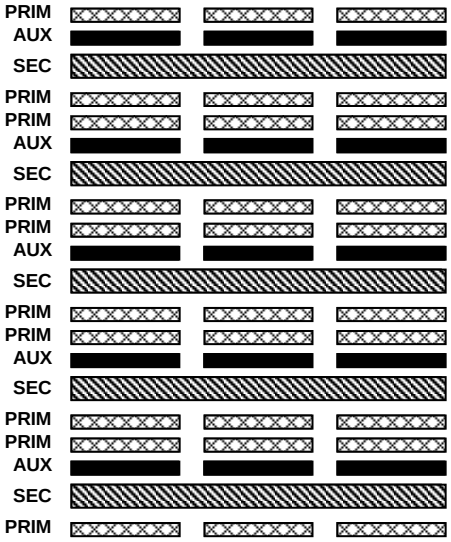
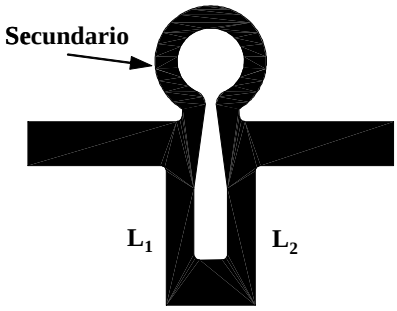


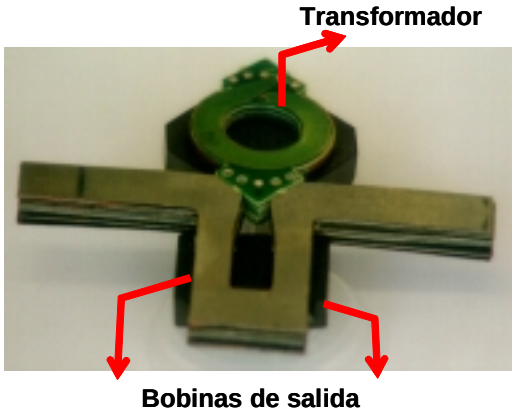
Figura 4.40. Entrelazado del transformador.

El acoplamiento entre el devanado Auxiliar y el Primario es crítico para el buen funcionamiento del nuevo esquema de *Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único*. Sin embargo, no es posible medirlo en el transformador una vez construido porque el devanado secundario se encuentra en serie con las bobinas de salida (figura 4.36). El modelo del transformador ha sido en este caso de gran utilidad para estimar el acoplamiento entre el devanado Primario y Auxiliar. La inductancia de dispersión obtenida en el modelo alimentando desde el devanado auxiliar y con el primario cortocircuitado es de 4'5nH a 270kHz, valor suficientemente pequeño para obtener un buen funcionamiento del esquema de *RSA*.

Una vez construido el transformador, la inductancia de dispersión medida desde el devanado primario con el secundario cortocircuitado es 70nH a 270kHz. La inductancia de dispersión medida desde el devanado auxiliar con el secundario cortocircuitado es 20nH a 270kHz.

El acoplamiento en el transformador es muy bueno, pero para tener éxito con esta topología es obligatorio optimizar el "lay-out" en el secundario. Tal y como se comentó anteriormente, las bobinas se integran en el mismo núcleo magnético y comparten con el transformador la misma espira de cobre (figura 4.41).





a) Fotolito de las capas de secundario. La misma espira para el secundario del transformador y las bobinas.

b) Fotografía del transformador y las bobinas.

Figura 4.41. Implementación física del transformador y las bobinas de salida.

4.5.2.4 Interruptores de Primario y Rectificadores Síncronos

Los interruptores de primario han de soportar tensiones de 55V y corrientes de 5A. El MOSFET seleccionado para estos interruptores es el **HUF75321D3S**. El encapsulado de este dispositivo es de montaje superficial (TO252AA), su tensión máxima es de 55V y su corriente máxima es de 20A. La resistencia en conducción es de 32mΩ y su capacidad de salida es de 265pF. Las pérdidas de conmutación y parásitas son más importantes que las de conducción por lo que no resulta interesante poner en paralelo más dispositivos.

El dispositivo seleccionado para los *Rectificadores Síncronos* es el MOSFET **HUF76145P3**. Es un dispositivo de 30V y 75A cuyo encapsulado es un TO220. La resistencia en conducción es de 4,5mΩ y la capacidad de salida es de 2500pF.

En función de las pérdidas calculadas, el número óptimo de MOSFETs en paralelo sería 4, sin embargo se ha optado por poner **3 en paralelo** porque la reducción de pérdidas estimadas al pasar de 3 a 4 no es muy significativa (de 7,3W se

pasa a 6,8W) y no compensa el incremento de tamaño. Además desde el punto de vista del circuito de *RSA de devanado único*, el funcionamiento es más adecuado si se tiene menos capacidad puerta-fuente, por lo tanto la opción de tres MOSFETs en paralelo presenta mejores características que la de cuatro.

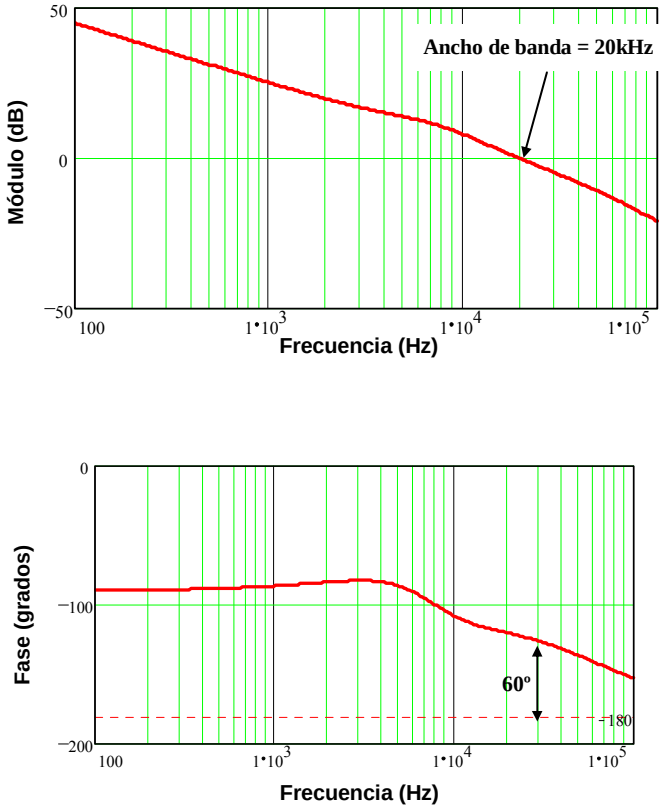


Figura 4.42. Respuesta en frecuencia de la función de transferencia completa en lazo abierto. Regulador diseñado para un ancho de banda de 20kHz.

4.5.2.5 Control

Al igual que en el Prototipo I, el diseño del regulador se ha realizado mediante el modelo promediado del convertidor. La figura 4.42 muestra la respuesta en frecuencia en lazo abierto, etapa de potencia + regulador. Esta respuesta ha sido obtenida con el modelo promediado del convertidor y el regulador diseñado para alcanzar un ancho de

banda de 20kHz y un margen de fase de 60º. La técnica de control empleada es el control modo tensión clásico.

4.5.3 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Con el convertidor ya diseñado, en este apartado se destacan aquellos resultados experimentales del Prototipo III más importantes. Además se va a comparar este convertidor con los resultados obtenidos en un convertidor de especificaciones similares, cuyos resultados han sido publicados en la conferencia internacional APEC'01 [88].

El rendimiento del convertidor (figura 4.43) es muy alto sobre todo si se tiene en cuenta la baja tensión de salida (1'5V) y la alta corriente de salida (60A). Para hacerse una idea de la importancia de las pérdidas de conducción a 60A, en una resistencia de 1mΩ circulando 60A de forma continua, las pérdidas son de 3'6W. El rendimiento medido a 60A es 88'3%, por lo que las pérdidas son 11'9W. El rendimiento máximo (90'6%) se obtiene alrededor de media carga (30A), siendo las pérdidas de 4'6W.

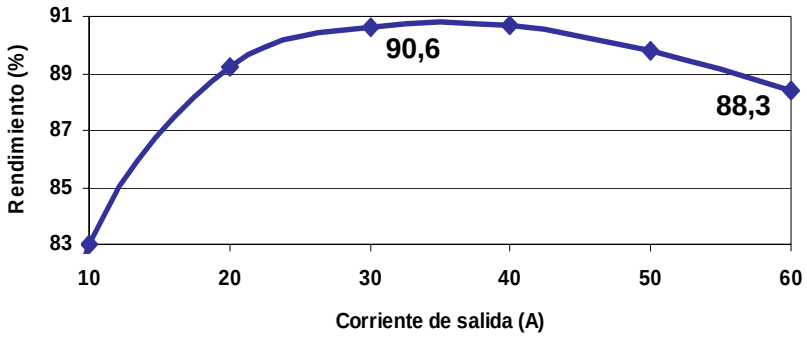


Figura 4.43. Rendimiento (etapa de potencia) medido en el Prototipo III con 48V de entrada y 270kHz.

El rizado de la tensión de salida medido en el convertidor (figura 4.44) es de 24mV pico a pico, que representa un 1,6% de la tensión de salida en vez del 1% especificado en principio. No obstante, el resultado obtenido es próximo al especificado y no debería ser complicado adaptar el convertidor a esta especificación. El rizado de la tensión de salida podría mejorarse y cumplir la especificación, si se aumenta el número de condensadores cerámicos de baja ESR.

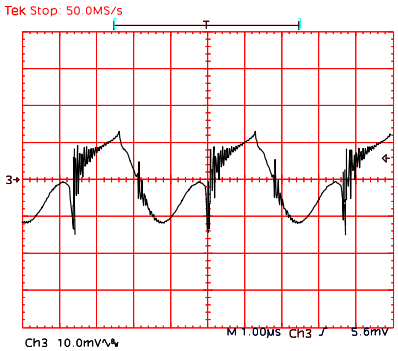
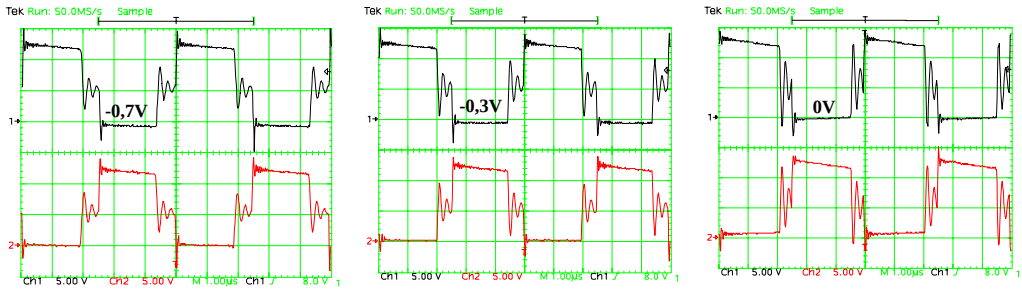


Figura 4.44. Rizado de la tensión de salida a 270kHz: ΔVpp= 24mV (10mV/div, 1µs/div).

Como se ha visto en el Capítulo 3, la *nueva técnica de RSA de devanado único* es muy sensible al acoplamiento de los devanados del transformador y se ha tenido especial cuidado en el diseño del entrelazado y el número de capas en paralelo. En la figura 4.45 se muestra la tensión de puerta-fuente de los *Rectificadores Síncronos* medida con diferentes cargas. Lo primero y más importante que se ha de observar es que el circuito de excitación funciona correctamente y no se produce desplazamiento positivo de la tensión que pudiese encender alguno de los *RSs* cuando éstos deben estar apagados.

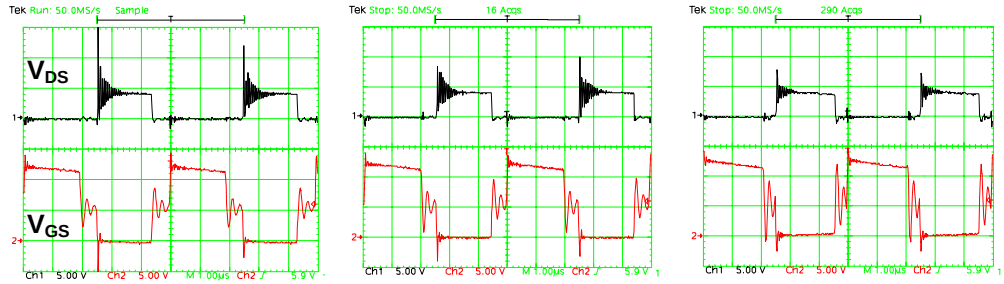


a) I_S *= 10A* *b)* I_S *= 30A* *c)* I_S *= 60A*

Figura 4.45. Tensión V_{GS} *de los MOSFETs de Rectificación Síncrona medida a diferentes cargas. 5V/div, 1µs/div.*

Otro aspecto que se pone de manifiesto es la resonancia durante los tiempos muertos (apartado 4.3.6) y cómo depende ésta de la carga del convertidor. Al ir aumentando la carga, la energía resonante aumenta, incrementando la amplitud de las oscilaciones de tensión en el transformador, lo que se ve reflejado en la tensión puerta-

fuente de los *RSs*, existiendo el riesgo de apagar durante unos instantes los *RSs*. La figura 4.46 muestra la tensión de drenador-fuente y la de puerta-fuente de uno de los *Rectificadores Síncronos*.



a) I_S = 10A *b) I_S = 30A* *c) I_S = 60A*

Figura 4.46. Tensión V_{DS} (encima, 5V/div, 1µs/div) y V_{GS} (debajo, 5V/div, 1µs/div) de los MOSFETs de Rectificación Síncrona medida a diferentes cargas.

La figura 4.47 muestra la respuesta en frecuencia del convertidor en lazo abierto. Como se esperaba, el ancho de banda es 20kHz.

Una vez se contrastado la rapidez del convertidor en pequeña señal, se somete al convertidor a escalones de carga, gran señal. Para demandar una corriente pulsante en la salida se hace uso del mismo convertidor Reductor que se utilizó como carga en el Prototipo I. La carga pulsante demanda una corriente pulsante de amplitud 8A y frecuencia 1kHz. La figura 4.48 representa la evolución de la tensión de salida (V_S) y la corriente pulsante de carga (I_S). El tiempo de establecimiento de la tensión de salida es pequeño (50µs aproximadamente), por lo que el convertidor es capaz de soportar pulsos de carga de alta frecuencia.

En la figura 4.49 se detalla el comportamiento de la tensión de salida ante variaciones bruscas de carga. La regulación dinámica de este convertidor cumple con la especificación (±5%). Se obtiene una oscilación de 60mV, lo que representa una regulación de tensión del ±4%.

Es interesante comentar que este prototipo ha sido diseñado con el mismo conjunto de condensadores de salida y el mismo ancho de banda que el Prototipo I. Sin embargo, la máxima derivada de corriente es más grande en este prototipo, 3'0A/µs, mientras que en el Prototipo I es 1A/µs. Este último aspecto explica por qué este prototipo presenta menos oscilación de la tensión de salida (60mV) que el Prototipo I (85mV).

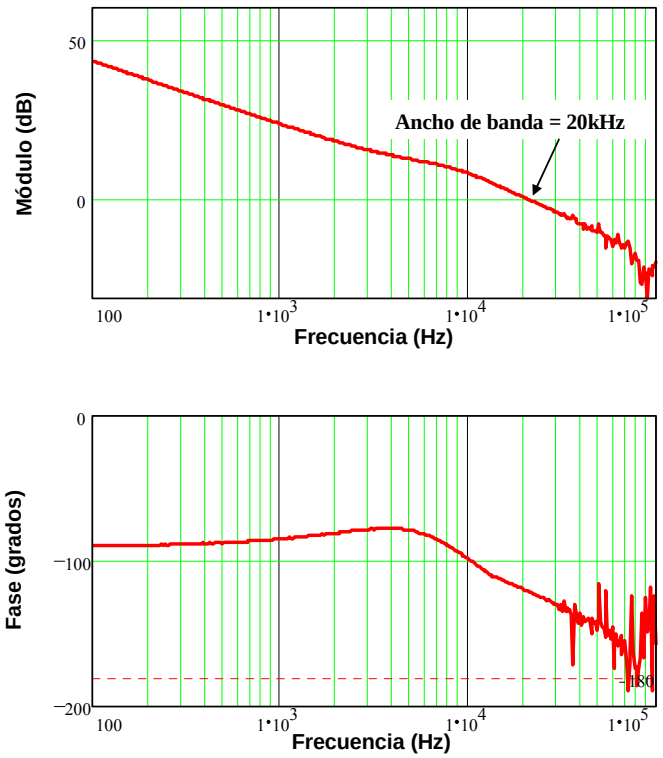


Figura 4.47. Respuesta en frecuencia del convertidor en lazo abierto: Ancho de banda 20kHz

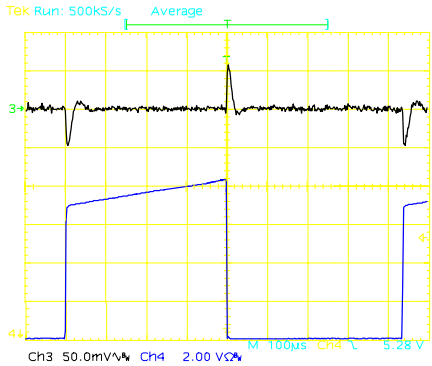
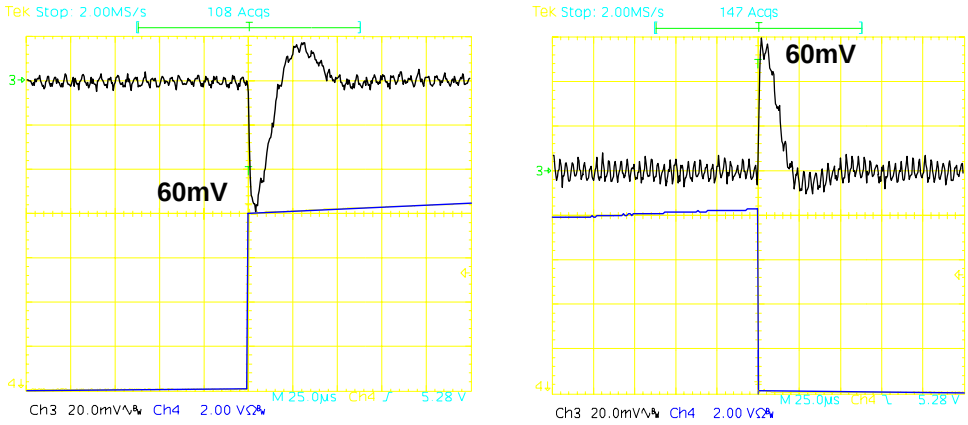


Figura 4.48. Evolución de la tensión de salida ante escalones de carga Ch3: V_S (50mV/div, 100µs/div); Ch4: I_S (2A/div, 100µs/div)

La pendiente de la corriente de carga (30A/µs) es algo inferior a la del Prototipo I (40A/µs). Hay que recordar que la pendiente de la corriente de la carga influye principalmente en el primer pico de la tensión de salida (donde participa los valores de ESR y ESL de los condensadores de salida) y no en su evolución posterior. El motivo por el que la pendiente de la corriente de carga está limitada es por la distancia entre la salida del convertidor y la carga. Las conexiones entre ambos módulos introducen una componente inductiva que impide que la corriente varíe tan bruscamente.



I_S: 0A → 8A, 30A/µs *I_S: 8A → 0A, 400A/µs*

Figura 4.49. Evolución de la tensión de salida ante escalones de carga
Ch3: V_S (20mV/div, 25µs/div); Ch4: I_S (2A/div, 25µs/div)

La respuesta es muy similar tanto para los escalones de subida como de bajada. La asimetría de la respuesta dinámica se notaría con escalones de carga más altos (20A) donde el ciclo de trabajo se satura antes durante los escalones de subida que durante los de bajada.

4.5.3.1 Comparación con otra solución: Push-Pull Forward

La topología *Push-Pull Forward* y la topología *Push-Pull Forward con filtro integrado* son propuestas en [86] y [88] por el Centro de Electrónica de Potencia de la Universidad Virginia Tech (CPES). Estas topologías se proponen como mejora de la topología *Push-Pull* para poder ser utilizada en el tipo de aplicaciones que se discuten en esta Tesis, baja tensión, alta corriente y rápida respuesta dinámica.

Estas topologías también gobiernan simétricamente al transformador y surgen como respuesta a la necesidad de tener fuentes de alimentación de baja tensión de

salida, alta corriente y rápida respuesta dinámica. Dado que estas topologías, *Push-Pull Forward* y *Push-Pull Forward con filtro integrado*, son soluciones alternativas a la topología *Medio Puente*, se van a comparar los resultados obtenidos con cada una de ellas.

Tanto la topología *Push-Pull Forward* como la topología *Push-Pull Forward con filtro integrado* están explicadas en detalle en [86] y [88]. En los dos casos, se añade un condensador de enclavamiento a la topología *Push-Pull* por el que recircula la energía de la inductancia de dispersión, ahorrando pérdidas y evitando el pico de tensión que se produce en los interruptores de primario del *Push-Pull*. Dado lo alto de las corrientes de los prototipos documentados en las publicaciones donde se presentan estas topologías, la etapa rectificadora seleccionada en ambos casos es el *Doblador de Corriente*.

En el caso de la segunda topología, tanto los devanados del transformador como las bobinas del filtro de salida se pueden integrar en el mismo núcleo magnético, lo que representa una ventaja muy interesante. En los estudios presentados, es esta segunda topología, *Push-Pull Forward con filtro integrado* [88], la que resulta más optimizada y es con la que se va a realizar la comparación.

Las principales características del prototipo del *Push-Pull Forward con filtro integrado* se muestran en la tabla 4.23. Es un convertidor de 48V a 1'2V con corriente máxima de 70A. La relación de transformación es 8:1. La frecuencia de conmutación es bastante baja, 100kHz. Por otro lado, al estar las bobinas de salida integradas en el núcleo del transformador, la inductancia de estas bobinas resulta bastante pequeña, 360nH. Este pequeño valor de la inductancia es muy interesante desde el punto de vista de la respuesta dinámica pero tiene un inconveniente importante ya que al combinarse con una frecuencia de conmutación no muy grande (100kHz) resulta en un rizado de corriente a la salida muy grande, $\Delta I = 18A$. Por lo tanto, desde el punto de vista de la respuesta dinámica este prototipo tiene una derivada de corriente máxima de 6,6A/μs pero combinada con un rizado de salida muy alto (18A).

Para filtrar este rizado de corriente tan alto, el convertidor necesita 20 condensadores cerámicos de 22μF, 6V (1210), además este convertidor lleva a su salida 10 condensadores de 820μF, 4V (OSCON) que sirven fundamentalmente para aportar energía durante los escalones de carga.

Para poder comparar el prototipo del *Push-Pull Forward con filtro integrado* con el Prototipo III de esta Tesis se ha puesto a trabajar al Prototipo III bajo unas condiciones ligeramente distintas para las que inicialmente estaba diseñado.

Tabla 4.23

CARACTERÍSTICAS DEL PROTOTIPO DEL PUSH-PULL FORWARD

Tensión de entrada nominal:	48V ±10%
Tensión de salida	1,2V
Corriente de salida:	70A
Frecuencia de conmutación:	100kHz
Relación de transformación:	8:1
Inductancia de salida:	360nH
Rizado de corriente de salida ΔI:	18A
Rizado de corriente en cada bobina ΔI_L:	25A
Máxima derivada de corriente:	6,6A/μs

La tabla 4.24 muestra las principales características del Prototipo III operando con 1,2V en su tensión de salida. En vez de conmutar a la frecuencia de 270kHz, la frecuencia de conmutación se ha reducido tanto como han permitido las bobinas de salida, resultando la nueva frecuencia de conmutación de 200kHz. De esta forma se han reducido las pérdidas, al trabajar a menos frecuencia, si bien ha crecido el rizado de corriente de salida de 2,5A a 6A. Dado que el rizado de corriente de salida del prototipo del *Push-Pull Forward con filtro integrado* es muy grande (18A), el nuevo rizado del Prototipo III sigue siendo pequeño, comparado con el del Push-Pull, necesitando muchos menos condensadores a la salida para filtrar este rizado. Con seis condensadores cerámicos de 22μF, 6V (1210) debería ser suficiente, en vez de los 20 condensadores necesarios en el Push-Pull, lo cual supone un ahorro de coste y tamaño.

Tabla 4.24

CARACTERÍSTICAS DEL PROTOTIPO III SIENDO V_S=1'2V Y f_{SW}=200KHZ

Tensión de entrada nominal:	48V ±10%
Tensión de salida	1,2V
Corriente de salida:	60A
Frecuencia de conmutación:	200kHz
Relación de transformación:	6:1
Inductancia de salida:	330nH
Rizado de corriente de salida ΔI:	6A
Rizado de corriente en cada bobina ΔI_L:	12A
Máxima derivada de corriente:	4,9A/μs

En respuesta dinámica los dos convertidores tienen prestaciones parecidas. La derivada de corriente del Prototipo III es de 5A/μs, mientras que la del Push-Pull es un poco superior 6,6A/μs. Modificando ligeramente el diseño del *Medio Puente con Doblador de Corriente* se tendría la misma derivada de corriente y el convertidor resultaría muy similar en tamaño, coste y rendimiento.

En la figura 4.50 se muestra la comparación del rendimiento medido en cada uno de los prototipos. Sólo con baja carga el rendimiento del *Push-Pull Forward* es más alto, probablemente gracias a que su frecuencia de conmutación es la mitad, 100kHz. Sin embargo con alta carga, a partir de 40A, el rendimiento de ambos convertidores es muy similar.

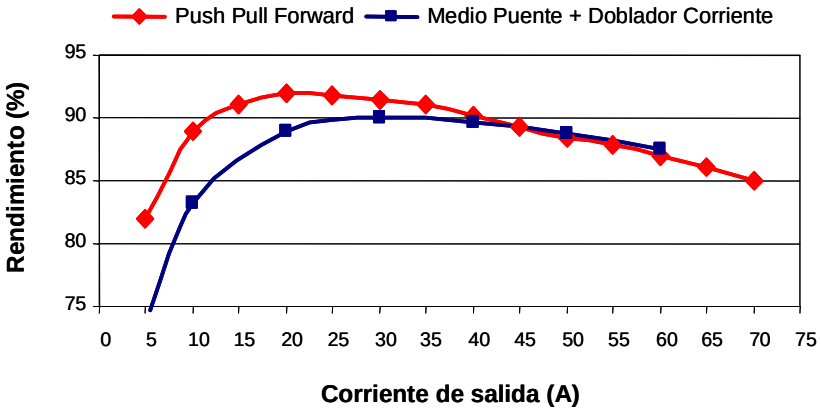


Figura 4.50. Comparación del rendimiento del Prototipo III medido a 1,2V de salida y 200kHz con el rendimiento del prototipo del Push-Pull Forward.

Respecto del tamaño de las dos soluciones, en la tabla 4.25 se muestra la comparación entre aquellos elementos que varían principalmente de una solución a la otra. Estos elementos son los componentes reactivos, transformador, bobinas y condensadores (T+2L+C).

Los condensadores de alta densidad de energía (OSCON o Tántalo) no se han considerado en esta comparación. Como los dos prototipos presentan la misma derivada de corriente, el número de este tipo de condensadores será el mismo en las dos soluciones, estando determinado por el escalón de carga que haya de alimentar.

En el caso del convertidor *Medio Puente (Prototipo III)* el transformador es un RM10/I LP, las dos bobinas están integradas en un núcleo EE22 y se necesitan 6 condensadores de 22µF, 6V para filtrar el rizado de salida. En el caso del *Push-Pull Forward*, aunque el transformador y las bobinas están integradas en un sólo núcleo, el tamaño del núcleo es más grande (EI32) y además los devanados se arrollan alrededor de las columnas laterales del núcleo lo que incrementa el área del conjunto; el número de condensadores cerámicos para filtrar el rizado de salida es 20. Observando los resultados de la tabla 4.25, la solución basada en *Push-Pull Forward* tiene un perfil

más bajo, 9'5mm en vez de 13mm, sin embargo el área que ocupan sus elementos reactivos es un 63% más grande y el volumen de éstos un 19% también más grande.

Si bien esta comparación se debería hacer con mayor profundidad, de este primer análisis se concluye que **las dos soluciones tienen prestaciones similares en rendimiento y respuesta dinámica si bien la solución basada en el convertidor Medio Puente ocupa menor tamaño**.

El último comentario de esta comparación va orientado hacia un posible rediseño de la solución basada en Medio Puente. Si se rediseñara este convertidor probablemente se podría buscar una solución con mayor rizado de corriente en la salida lo que reduciría el tamaño de las bobinas de salida o permitiría trabajar a más baja frecuencia. Pero habría que estudiar si usando el convertidor *Medio Puente con Doblador de Corriente* interesa o no llegar a rizados de corriente tan altos como los 18A del convertidor basado en el *Push-Pull Forward*.

Tabla 4.25

COMPARACIÓN DEL TAMAÑO DE LOS ELEMENTOS REACTIVOS DEL PROTOTIPO III Y EL PUSH-PULL FORWARD

	Núcleo (T+2L)	Área (T+2L)	Altura	22µF, 6V (C)	Área (C)	Área (T+2L+C)	Volumen (T+2L+C)
Medio Puente	RM10/I LP + EE22	1.210 mm^2	13 mm	6 x 1210	45 mm^2	1.255 mm^2	16.315 mm^3
Push-Pull Forward	EI32	1.906 mm^2	9,5 mm	20x 1210	152 mm^2	2.058 mm^2	19.551 mm^3

4.5.4 RESUMEN Y CONCLUSIONES

En esta sección **se valida el gobierno simétrico del transformador mediante el convertidor *Medio Puente con Rectificador Doblador de Corriente y RSA de devanado único***. Esta solución es muy apropiada para aplicaciones de baja tensión de salida y muy alta corriente (60A).

La corriente tan alta junto con la respuesta dinámica condicionan de forma muy importante el diseño del convertidor, además se ha de tener gran precaución en el "lay-out" de secundario. Las altas corrientes de salida no permiten mantener los mismos criterios de diseño que se han usado para el prototipo basado en el *Rectificador con Toma Media* (10A).

El diseño de las bobinas de salida afecta de forma muy importante al tamaño, las pérdidas y la respuesta dinámica del convertidor, y se han de tener muy en cuenta en la selección del punto de trabajo del convertidor (relación de transformación, ciclo de

trabajo y frecuencia de conmutación). La selección del punto de trabajo se puede realizar con dos criterios:

1) Aprovechar la cancelación de rizados. Si se trabaja con el ciclo de trabajo descentrado, alrededor del 40%, se obtiene mayor cancelación de rizado, con lo cual la inductancia necesaria, para la misma frecuencia de conmutación, es menor, lo cual reduce el tamaño y las pérdidas en las bobinas. El principal inconveniente es que la respuesta dinámica es asimétrica, lo que puede pesar si los escalones de carga son muy grandes.
2) Ciclo de trabajo centrado y rizado de la corriente de salida alto. Al centrar el ciclo de trabajo, no se tiene una cancelación de rizados grande; para poder mantener valores de inductancia pequeños se ha de permitir un rizado de corriente alto que se filtra con condensadores cerámicos a la salida (baja ESR). La solución final será un compromiso entre frecuencia de conmutación y rizado de corriente a la salida.

El Prototipo III se ha diseñado en principio con el primer criterio, aprovechando así la cancelación de rizados del Doblador de Corriente. Obteniendo un convertidor de 48V a 1'5V que tiene un rendimiento muy alto a 60A (88%). El rizado de corriente en este convertidor es ΔI = 2'5A y la derivada de corriente es de 3A/μs.

El mismo Prototipo III se ha probado a 1'2V de salida, centrando el ciclo de trabajo y permitiendo un mayor rizado a su salida (6A). En este caso se ha comparado este convertidor con otra solución propuesta para este tipo de aplicaciones por el Centro de Electrónica de Potencia de la Universidad Virginia Tech (CPES). La topología que proponen es una mejora del convertidor *Push-Pull*, en particular la topología se llama *Push-Pull Forward con filtro integrado* y se caracteriza también por gobernar simétricamente el transformador. Las prestaciones del Prototipo III y las del prototipo basado en la topología *Push-Pull Forward* son similares en rendimiento y respuesta dinámica, si bien el Prototipo III reduce el tamaño de los elementos reactivos (transformador, bobinas y condensadores cerámicos) en un 15%. Aunque la comparación debería realizarse con mayor profundidad, este análisis es suficiente para mostrar la validez de la solución propuesta, ***Medio Puente con Rectificador Doblador de Corriente y RSA de devanado único***, siendo una solución competitiva comparada con otras propuestas interesantes del estado de la técnica.

Este convertidor ha servido también para validar una vez más el nuevo esquema de Rectificación Síncrona Automática de devanado único.

4.6 Conclusiones y resumen de aportaciones

Las topologías que se venían utilizando para alimentar cargas de baja tensión desde alta tensión de entrada estaban limitadas dinámicamente (*Forward con enclavamiento activo, Medio Puente con control complementario*). A partir de mediados de los años noventa y como consecuencia de la evolución de los microprocesadores, se empieza a exigir a estos convertidores respuestas dinámicas cada vez más agresivas que plantean la necesidad de buscar nuevas soluciones. Es en este entorno donde tienen lugar las principales aportaciones de este capítulo de la Tesis:

1) **Se propone y valida el uso de topologías que gobiernan simétricamente el transformador** para alimentar cargas de baja tensión y rápida respuesta dinámica desde alta tensión de entrada. De entre las topologías clásicas que gobiernan simétricamente el transformador (*Medio Puente*, *Puente Completo* y *Push Pull*), se ha elegido por su simplicidad el convertidor *Medio Puente* para validar la aplicabilidad de este tipo de topologías.

   El proyecto europeo LOVO (ESPRIT 25248), desarrollado en 1997 y 1998 dentro del marco de esta tesis ([81], [82]), supone un punto de ruptura con las soluciones topológicas que se venían utilizando hasta ese momento (gobierno asimétrico del transformador), pasando a aplicar topologías que gobiernen simétricamente el transformador. Los principales resultados de este proyecto se publicaron en 1999 en el APEC [84], siendo **uno de los primeros trabajos publicados en conferencias internacionales (APEC, PESC) en los que se propone para este tipo de aplicaciones el uso de topologías que gobiernen simétricamente el transformador**. En esa misma conferencia otros autores [85] y [86] publicaron al mismo tiempo otros trabajos donde también se proponía el uso de este tipo de topologías. Desde entonces y hasta la fecha se han venido proponiendo en distintas conferencias internacionales el uso de diferentes topologías ([83] - [100]) para este tipo de aplicaciones pero todas ellas con un denominador común: gobiernan simétricamente el transformador.

   La topología *Medio Puente* presenta, en principio, una ventaja adicional para este tipo de aplicaciones gracias a que en régimen permanente la corriente magnetizante del transformador ha de tener valor medio nulo. Ante cualquier desequilibrio en el balance voltios·segundo del transformador (apartado 4.2), los condensadores del *Medio Puente* llevan el flujo del transformador a estar

de nuevo centrado en cero. Otras topologías como el *Push Pull* o el *Puente Completo* no presentan esta característica y requieren control modo corriente de pico para evitar la saturación del transformador.

Sin embargo, en aplicaciones donde los escalones de carga puedan ser muy frecuentes (10kHz, 100kHz), la topología *Medio Puente* también requiere un control que evite el riesgo de saturar el transformador (apartado 4.2). Un controlador que ciclo a ciclo garantice el balance voltios·segundo del transformador o un control modo corriente de pico evitarían el riesgo de saturar el transformador en la topología *Medio Puente*. En esta tesis no se aborda este aspecto del control pero, a juicio del autor, analizar estas técnicas y otras que puedan plantearse para maximizar la dinámica de topologías que gobiernan simétricamente el transformador puede ser un trabajo de gran interés.

Las topologías que gobiernan asimétricamente el transformador tienen muy bien resuelto el problema de la rectificación síncrona gracias al uso de las técnicas clásicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* (epígrafe 2.2.1). Sin embargo, estas técnicas no se pueden aplicar a las topologías que gobiernan simétricamente el transformador siendo en principio necesario utilizar técnicas de *Rectificación Síncrona Externa* (epígrafe 2.2.2) cuyo principal inconveniente está en la sincronización de las señales de control con las de potencia. El uso de la nueva técnica de ***Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único (SWSDSR)***, presentada en el Capítulo 3, permite tener una sincronización automática de las señales de control y potencia en aquellas topologías que gobiernan de forma simétrica el transformador, facilitando el uso de estas topologías en aplicaciones de baja tensión y rápida respuesta dinámica.

2) En aplicaciones de baja tensión y alta corriente, las dos etapas rectificadoras más adecuadas para topologías, que como el *Medio Puente*, gobiernan el transformador de forma simétrica son: el ***Rectificador de Doble Onda con Toma Media*** y el ***Rectificador Doblador de Corriente***. Como segunda aportación de este capítulo se ha de destacar **el análisis y la comparación de estas dos etapas rectificadoras, identificando el campo de aplicación de cada una.**

   Dos son los parámetros clave para seleccionar la etapa rectificadora más adecuada: 1) la corriente de salida (I_S) y 2) el cociente entre el rizado de

corriente permitido y la corriente de salida ($\Delta I/I_S$). En las aplicaciones que se consideran en esta tesis, tensión de salida en torno a 1V-2V, la decisión para seleccionar una etapa o la otra depende más de estos dos factores y no tanto de la potencia de salida.

Las dos etapas rectificadoras se comportan exactamente igual desde el punto de vista de la respuesta dinámica. **El campo de aplicación del Rectificador con Toma Media es para corrientes en el rango de 10A a 20A**. Mientras que **para corrientes mayores que 25A, el rectificador Doblador de Corriente resulta más interesante**. Para corrientes alrededor de 20A – 30A, la decisión no estaría tan clara y dependería del rizado de salida permitido así como de la tensión de salida. Así por ejemplo, si se permitiese un rizado alto de corriente, mayor que 10A, probablemente sería el *Rectificador con Toma Media* el más adecuado.

El uso de topologías que gobiernan simétricamente el transformador, así como la aplicabilidad de cada etapa rectificadora se ha validado mediante dos prototipos:

- El primer prototipo es un convertidor ***Medio Puente con Rectificador de Toma Media y RSA con devanado único*** construido para una aplicación de telecomunicaciones (Prototipo I). El rango de tensión de entrada es muy amplio (36V-72V), la tensión de salida es 1'5V y la corriente de salida es 10A. Si bien la capacidad de respuesta dinámica de este prototipo (1A/μs, 2A) no es muy rápida, comparada con otros convertidores de esta tesis, este prototipo, su diseño y sus resultados experimentales, validan el uso de topologías que excitan simétricamente el transformador en este tipo de aplicaciones.
- El segundo convertidor (Prototipo III), ***Medio Puente con Rectificador Doblador de Corriente y RSA de devanado único***, es una solución muy competitiva para aplicaciones de alta corriente. Así lo demuestran los resultados obtenidos en este prototipo, convertidor de 48V a 1'5V que tiene un rendimiento muy alto a 60A (88%). El rizado de corriente en este convertidor es ΔI = 2'5A y la derivada de corriente es de 3A/μs.

  Esta topología se ha comparado con la topología *Push-Pull Forward*, versión mejorada del convertidor *Push Pull* que también gobierna simétricamente el transformador. Esta topología ha sido propuesta por el centro de electrónica de potencia de Virginia Tech para este tipo de aplicaciones. Los dos prototipos muestran similar rendimiento y respuesta dinámica, siendo el

tamaño de los elementos reactivos (transformador, bobinas y condensadores cerámicos) del *Medio Puente con Rectificador Doblador de Corriente* en torno a un 15% más pequeño.

Además este capítulo ha servido para **validar con estos dos prototipos el uso de la nueva técnica de *Rectificación Síncrona Autoexcitada*** presentada en el Capítulo 3.

Capítulo 5

5 Análisis y comparación de soluciones basadas en convertidores Multifase

Capítulo 5

Análisis y comparación de soluciones basadas en convertidores Multifase

Índice

5.1 INTRODUCCIÓN 271
5.2 ESPECIFICACIONES Y MÉTODO DE ANÁLISIS 273
5.3 INFLUENCIA DE LA TENSIÓN DE ENTRADA EN EL CONVERTIDOR REDUCTOR MULTIFASE 279
5.3.1 Diseño y Resultados con 5A/μs 280
5.3.1.1 Tensión de entrada 2V 282
5.3.1.2 Tensión de entrada 5V 285
5.3.1.3 Tensión de entrada 12V 289
5.3.1.4 Tensión de entrada 24V 293
5.3.1.5 Influencia de la tensión de entrada con 5A/μs 295
5.3.2 Diseño y Resultados con 20A/μs 301
5.3.2.1 Tensión de entrada 2V 302
5.3.2.2 Tensión de entrada 5V 307
5.3.2.3 Tensión de entrada 12V 313
5.3.2.4 Tensión de entrada 24V 320
5.3.2.5 Influencia de la tensión de entrada con 20A/μs 325
5.4 APLICABILIDAD DEL CONVERTIDOR MEDIO PUENTE MULTIFASE 332
5.4.1 Diseño del Medio Puente: 5A/μs y 20A/μs 333
5.4.2 Diseño y Resultados con 5A/μs 335
5.4.3 Diseño y Resultados con 20A/μs 339
5.5 COMPARACIÓN DE LAS DIFERENTES SOLUCIONES MULTIFASE 344
5.5.1 Comparación de soluciones para 5A/μs 344
5.5.2 Comparación de soluciones para 20A/μs 346
5.6 CONCLUSIONES Y RESUMEN DE APORTACIONES 352

5.1 Introducción

Ya se ha analizado que las topologías que excitan simétricamente el transformador (Medio Puente, Puente Completo, Push-Pull, Push-Pull Forward, etc.) son más apropiadas para aplicaciones de rápida respuesta dinámica que las topologías que lo gobiernan asimétricamente el transformador (Forward, Medio Puente con Control Complementario, etc.).

Sin embargo, cuando se busca una respuesta dinámica aún más rápida, estas topologías que excitan simétricamente el transformador se encuentran limitadas dado que la máxima derivada de corriente depende de la frecuencia de conmutación. Para poder aumentar la derivada de corriente y por tanto mejorar la respuesta dinámica se dispone de dos grados de libertad:

1) Permitir mayor rizado de corriente en la salida, lo cual implica un mayor número de condensadores a la salida; además, a partir de un cierto rizado de corriente, las pérdidas se incrementan de forma importante (apartado 2.3.4).
2) Subir la frecuencia de conmutación, lo que conservará el mismo rizado de corriente a la salida, si bien incrementará las pérdidas del convertidor. Por lo tanto, conservando fijo el número de condensadores de salida, la máxima derivada de corriente que se puede alcanzar viene dada por la máxima frecuencia de conmutación que se pueda permitir para unas pérdidas razonables o que térmicamente se puedan gestionar.

El uso de convertidores Multifase ([52] - [60]) permite superar esta limitación de la respuesta dinámica. Como ya se ilustró en el capítulo 2, la cancelación de rizados junto con el hecho de tener todas las fases en paralelo durante los transitorios de carga permite obtener derivadas de corriente muy rápidas sin tener que trabajar a frecuencias muy elevadas. Por lo tanto, la selección del número de fases así como la frecuencia de conmutación será un compromiso entre la respuesta dinámica, el tamaño, el rendimiento y el coste. En cualquier caso, la ventaja fundamental de los convertidores Multifase es que permiten mejorar la respuesta dinámica del convertidor sin aumentar las pérdidas gracias al efecto de la cancelación por un lado y de poner en paralelo varios convertidores por otro.

Como es bien sabido el convertidor *Reductor Multifase* (3 ó 4 fases) ([52] - [60]) está siendo utilizado ampliamente en aplicaciones comerciales. La tensión de distribución en este tipo de aplicaciones es 5V ó 12V, sin embargo el incremento en la demanda de potencia de los sistemas de alimentación está motivando un esfuerzo por

subir la tensión del bus de distribución (24V, 42V o 48V) para así poder reducir las pérdidas de distribución así como mejorar la estabilidad del sistema. El convertidor *Reductor Multifase* que tan buenos resultados está dando para alimentar cargas de baja tensión (3'3V, 1'5V, 0'8V) y rápida respuesta dinámica desde tensiones de entrada pequeñas (5V, 12V), ve ampliamente reducidas sus prestaciones a medida que se sube la tensión de entrada.

En este capítulo se revisan las características básicas del convertidor *Reductor Multifase* y se estudia en detalle **cómo influye la tensión de entrada y la respuesta dinámica en las prestaciones del convertidor *Reductor Multifase***.

Además se analiza como **solución alternativa el convertidor *Medio Puente Multifase***. El entrelazado de varios convertidores Medio Puente se presenta como una solución interesante en aplicaciones donde se requiera una respuesta dinámica rápida trabajando desde tensiones de entrada altas (24V, 48V).

En este capítulo también **se comparan las soluciones basadas en el *Reductor Multifase* con aquellas basadas en el convertidor *Medio Puente Multifase***. La comparación se hace en términos de rendimiento y tamaño para las mismas prestaciones de respuesta dinámica.

Es importante remarcar que **estos análisis se hacen en base a resultados experimentales**. Calcular de forma teórica todas las pérdidas de un convertidor es muy complicado y requiere hacer suposiciones y despreciar ciertos efectos difíciles de modelar. Para poder determinar con gran precisión cuál es la influencia de la tensión de entrada y de la respuesta dinámica, se ha optado por abordar el estudio a través de resultados experimentales con unas especificaciones y unas tecnologías determinadas. Un análisis teórico es mucho más potente y de él se pueden extraer conclusiones más generales, sin embargo, las conclusiones que se obtengan en base al estudio experimental realizado, aunque limitadas y acotadas en su campo de aplicación, son de una gran veracidad.

5.2 Especificaciones y método de análisis

Para poder analizar y comparar las diferentes soluciones Multifase consideradas en este capítulo se han establecido unas especificaciones base (tabla 5.1) para las que se van a diseñar los diferentes convertidores.

Tabla 5.1

ESPECIFICACIONES BASE PARA LA COMPARACIÓN DE LAS SOLUCIONES MULTIFASE.

Tensión de entrada nominal:	2V, 5V, 12V ó 24V
Tensión de salida	1V
Corriente de salida máxima:	50A ó 70A
Máxima derivada de corriente:	5A/μs ó 20A/μs
Máximo rizado de la corriente de salida:	5A ó 10A

Para poder analizar la influencia de la tensión de entrada en la topología *Reductor Multifase* se han diseñado distintos convertidores para poder trabajar con las diferentes tensiones de entrada especificadas: 2V, 5V, 12V ó 24V. La variación de la tensión de entrada respecto de su valor nominal es de un ±10% en todos los casos.

Se ha de decir que se ha considerado la tensión de entrada de 2V, siendo en principio un valor poco realista desde el punto de vista del sistema de alimentación, porque es un valor muy interesante desde el punto de vista del convertidor Reductor. Dos son las características que hacen interesante a esta tensión de entrada:

- Por un lado permite que la respuesta dinámica sea simétrica dado que la tensión de entrada resulta ser el doble de la de salida, trabajando el convertidor Reductor al 50% de ciclo de trabajo.
- Las pérdidas de conmutación son muy pequeñas dado que la tensión de entrada también lo es. De esta forma se puede determinar cuál es el precio que se paga en el convertidor Reductor por subir la tensión de distribución en el sistema de alimentación.

La tensión de salida es la misma en todos los convertidores: 1V.

Respecto de la máxima corriente de salida, la mayoría de las soluciones serán de 50A si bien algunas de las soluciones pueden llegar a suministrar hasta 70A.

Para poder analizar la influencia de la respuesta dinámica en estas soluciones, se han considerado dos derivadas de corriente: 5A/μs y 20A/μs. Por lo tanto se han diseñado diferentes soluciones para poder abordar las dos respuestas dinámicas y así comprobar los efectos de la respuesta dinámica sobre el diseño y las prestaciones del convertidor.

Por último se han considerado dos posibles rizados máximos en la corriente de salida 5A y 10A. En realidad la mayoría de los convertidores se han diseñado para un rizado máximo de 5A, analizando a posteriori, en aquellas soluciones en que resulte interesante, qué ocurre cuando se permite incrementar el rizado de salida (10A o más).

Los convertidores se han diseñado para este valor máximo del rizado de corriente de salida, teniendo en cuenta la variación de la tensión de entrada de un ±10% respecto de la tensión de entrada nominal. Si se tuviese una variación de tensión de entrada más grande, supondría que el rizado de corriente máximo en los extremos de la tensión de entrada sería más alto en todos los convertidores. Sin embargo y dado que el objetivo de este estudio es comparar unas soluciones con otras, la comparación seguiría siendo válida en sus aspectos fundamentales ya que todas las soluciones tienen el mismo rizado de salida para las condiciones nominales.

En la tabla 5.2 se muestran las soluciones Multifase que se han considerado para cada especificación de tensión de entrada y derivada de corriente. El rizado de corriente en la salida es 5A en todos los casos, si bien en algunos de ellos se ha analizado cómo influye en el diseño y los resultados si se permite un rizado de corriente más grande.

Tabla 5.2

SOLUCIONES MULTIFASE DISEÑADAS Y COMPARADAS PARA LAS DIFERENTES TENSIONES DE ENTRADA Y DERIVADAS DE CORRIENTE ESPECIFICADAS

Derivada de corriente	Tensión de entrada			
	2V	5V	12V	24V
5A/μs	4 fases Reductor	4 fases Reductor	4 fases Reductor	4 fases Reductor 2 - Medio Puente
20A/μs	4 fases Reductor 6 fases Reductor	4 fases Reductor 6 fases Reductor	4 fases Reductor 6 fases Reductor	4 fases Reductor 6 fases Reductor 2 - Medio Puente 3 – Medio Puente

El diseño de cada solución considerada se ha hecho con los mismos criterios en todos los casos para así poder realizar una fiel comparación entre las diferentes soluciones. El método de diseño que se ha seguido es el propuesto en el capítulo 2 (apartado 2.4.3). En base a este método de diseño, se detalla a continuación el procedimiento que se ha seguido en el diseño de cada una de las soluciones consideradas:

1) En función del número de fases y la derivada de corriente requerida se determina la inductancia de salida de cada fase.

2) Con este valor de la inductancia y teniendo en cuenta la cancelación de rizados que se va a producir, se determina la mínima frecuencia de conmutación que garantiza que el rizado de corriente a la salida no supere el valor especificado.

3) Para el valor mínimo de la frecuencia de conmutación, se diseña y construye la bobina de salida de una fase. Esta bobina se diseña con el núcleo más pequeño que permita evitar, dando una única vuelta, la saturación del núcleo magnético así como obtener la inductancia necesaria con unas pérdidas razonables para ese núcleo. El motivo de dar sólo una vuelta es reducir las pérdidas de conducción, que son muy importantes en este tipo de convertidores de alta corriente de salida.

   En algunos casos de alto rizado de corriente en la bobina, las pérdidas de alta frecuencia debidas al efecto del entrehierro son muy importantes. Haciendo uso del programa PEmag [49], se detectan estos casos y se diseñan apropiadamente, dando finalmente dos vueltas, para así poder minimizar las pérdidas totales en la bobina.

4) Los MOSFETs seleccionados son todos de montaje superficial, encapsulado SO8. Para el Rectificador Síncrono de las soluciones basadas en el convertidor Reductor se utiliza el FDS7766 (30V, 17A, 6’5mΩ), dispositivo muy específico para este tipo de aplicaciones de muy baja resistencia en conducción. Para los Rectificadores Síncronos de las soluciones basadas en Medio Puente se puede utilizar un dispositivo de menos tensión, 20V. Este dispositivo es el FDS6572A (20V, 16A, 6mΩ).

   El interruptor principal de las soluciones basadas en Reductor depende de la tensión de entrada, dado que las pérdidas de conmutación en este interruptor pueden llegar a ser muy importantes. En las aplicaciones de más tensión se utilizará el Si4416DY (30V, 9A, 18mΩ) y en las de menos tensión se utiliza el FDS7766. Los interruptores de primario de las soluciones basadas en Medio Puente serán en todos los casos el Si4416DY.

5) En el caso de los convertidores Medio Puente, la relación de transformación se elige de forma que el ciclo de trabajo esté centrado, permitiendo así una respuesta dinámica simétrica ante escalones de subida y de bajada.

6) El número y tipo de condensadores de salida y de entrada se establece para cumplir los mismos requisitos de respuesta dinámica, el mismo rizado de tensión a la salida y no superando en ningún caso la máxima corriente eficaz

que admite cada condensador. En cada caso, la condición más crítica de estas tres será la que determine finalmente los condensadores a la entrada y a la salida. Para determinar de qué tipo y cuántos condensadores son necesarios a la entrada y a la salida para cumplir la respuesta dinámica se hace uso de las simulaciones presentadas en el capítulo 2.

7) A continuación se construye y prueba el convertidor, Reductor o Medio Puente según el caso, que equivale a una de las fases de la solución considerada. Este prototipo sirve en primer lugar para **determinar experimentalmente cuál es la frecuencia de conmutación óptima** para ese diseño. A partir de la frecuencia mínima, se va subiendo la frecuencia de conmutación de forma que va bajando el rizado de corriente por fase. Para cada diseño se encontrará una pareja frecuencia – rizado de corriente por fase que minimiza las pérdidas, siendo ésta la frecuencia óptima para ese diseño.

   Además, este prototipo también sirve para **estimar experimentalmente las pérdidas y el rendimiento de la solución Multifase correspondiente** a partir de los resultados medidos en una de las fases. Asumiendo que el rendimiento de todas las fases es el mismo, el rendimiento medido en una de las fases será el rendimiento de la solución Multifase. De igual forma, las pérdidas de la solución Multifase con "m" fases serán "m" veces las pérdidas de una de las fases.

Se ha de decir que una parte muy importante de este análisis está basado en resultados experimentales, por lo que las conclusiones que se obtengan pueden depender de forma importante de la calidad de los convertidores que se construyan. Dado que la tensión de entrada va a ser alta en algunos casos así como la frecuencia de conmutación, las pérdidas por conmutación adquieren una relevancia importante, cuidándose el "lay-out" y el circuito de excitación de todos los convertidores.

Desde el primer momento se ha puesto gran cuidado en construir todos los convertidores con un "lay-out" lo más óptimo posible, así como lo más parecido. Tanto el convertidor Reductor como el Medio Puente se han construido aprovechando la misma PCB y por tanto el mismo "lay-out" (figura 5.1) del prototipo Medio Puente que se ha utilizado en el capítulo 2 (apartado 2.2.2) para evaluar las prestaciones de la Rectificación Síncrona Externa. Así, todos los convertidores Reductores se han probado con el mismo "lay-out", donde el lazo más crítico, condensador de entrada – interruptor principal – rectificador síncrono, está reducido al máximo; encontrándose el interruptor principal en un lado de la PCB y el Rectificador Síncrono justo debajo

en la otra cara de la PCB. De igual manera se ha puesto especial cuidado en el circuito de excitación de los MOSFETs, siendo el mismo para todos los convertidores.

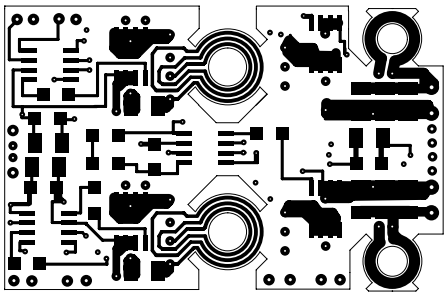


Figura 5.1. "Lay-out" del Medio Puente Multifase (2 fases) del capítulo 2 (apartado 2.2.2), utilizado en este capítulo como base para montar el Prototipo IV y el Prototipo V.

En la figura 5.2 se muestra una fotografía del *Prototipo IV*, convertidor Reductor construido sobre la PCB de la figura 5.1.

La PCB (figura 5.1) es una tarjeta multicapa de diez capas. Cada capa de cobre tiene un espesor de 70μm. El *Prototipo V* (Figura 5.3) se ha construido también sobre la misma PCB. El transformador del Medio Puente (Prototipo V) es un RM5LP y se encuentra integrado en esta PCB.

Dado que gran parte del análisis que se presenta en este capítulo se basa en resultados experimentales, se ha querido contrastar el rendimiento medido con el Prototipo IV (diseño del apartado 5.3.1.3) con el obtenido en otro convertidor del estado de la técnica [106] optimizado para unas especificaciones similares. Los resultados de esta comparación (figura 5.4) muestran que el prototipo construido para el análisis de este capítulo está bien diseñado y construido, obteniéndose rendimientos muy altos y muy similares a los del otro convertidor.

Los dos convertidores comparados son un Reductor Multifase de cuatro fases con una tensión de entrada de 12V, una tensión de salida de 1'5V y una corriente de salida de 50A. La frecuencia de conmutación es en ambos casos de 300kHz. La principal diferencia está en la inductancia de salida que es ligeramente diferente: el diseño correspondiente al prototipo IV tiene una inductancia de 650nH por fase lo que supone una respuesta dinámica de 10A/μs mientras que el convertidor con el que nos comparamos tiene una inductancia de 500nH lo que supone una derivada de corriente ligeramente superior 13A/μs.

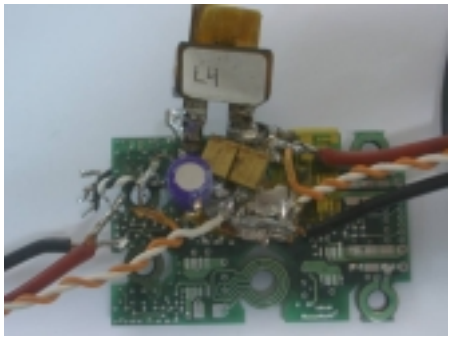


Figura 5.2. Fotografía del Prototipo IV: Convertidor Reductor para evaluar diferentes soluciones Reductor Multifase.

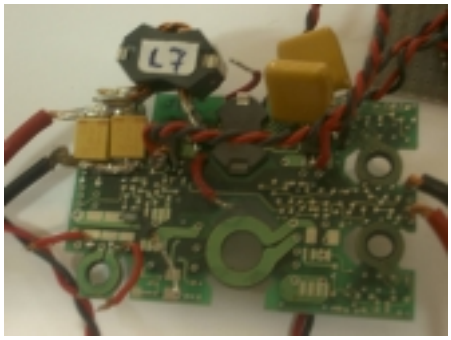


Figura 5.3. Fotografía del Prototipo V: Convertidor Medio Puente para evaluar diferentes soluciones Medio Puente Multifase.

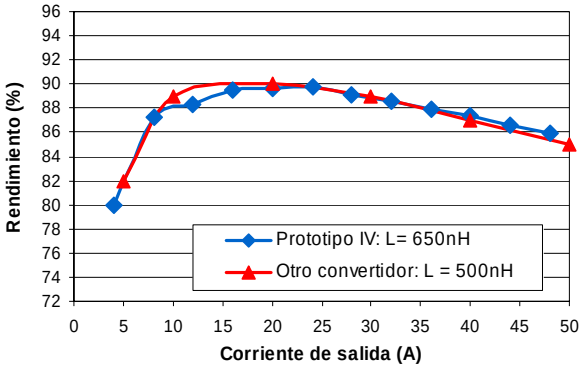


Figura 5.4. Comparación del Prototipo IV de esta tesis con otro convertidor optimizado para unas especificaciones similares.

5.3 Influencia de la tensión de entrada en el convertidor Reductor Multifase

El número de fases que se ha considerado es de 4 fases y 6 fases. Este número de fases ha sido elegido fundamentalmente en función de la **respuesta dinámica** y el **rendimiento**. Como ya se ha comentado en varias ocasiones, cuanto mayor es el número de fases, menor es la frecuencia de conmutación necesaria para mantener el rizado de corriente por debajo del valor especificado. El número de fases se ha elegido de forma que la frecuencia de conmutación necesaria no sea excesivamente alta y así evitar que las pérdidas por fase sean muy elevadas.

Para la tensión de entrada de 5V y la derivada de corriente máxima, 20A/μs, cuatro fases es un número adecuado ya que la frecuencia de conmutación necesaria es alrededor de 300kHz y como se verá más adelante da lugar a unas pérdidas razonables. De hecho, para una tensión de entrada de 5V, sería interesante plantearse un número de fases inferior, penalizando algo el rendimiento pero reduciendo probablemente el tamaño y el coste. Sin embargo, como uno de los objetivos de este análisis es estudiar la influencia de trabajar con tensiones de entrada más altas, no se considera la posibilidad de reducir el número de fases ya que para 12V o 24V de entrada es necesario 4 fases o incluso 6 fases.

Así por ejemplo, para 12V de entrada, 5A/μs y cuatro fases, la frecuencia de conmutación necesaria, 220kHz, es razonablemente baja. Sin embargo, para derivadas de corriente más altas, 20A/μs, la frecuencia necesaria con tres fases es muy elevada, 1MHz, con cuatro fases es aún bastante alta, 650kHz, siendo interesante plantearse un número de fases más alto, para así reducir las pérdidas por conmutación: con seis fases la frecuencia necesaria es de 350kHz. Para 24V de entrada, las frecuencias necesarias son aún más altas, por lo que desde el punto de vista de la respuesta dinámica los números de cuatro y seis fases parecen un buen compromiso para poder estudiar cómo influye la tensión de entrada sobre soluciones basadas en el Reductor Multifase.

Al determinar el número de fases y dado que la corriente máxima de salida es fija (50A o 70A), queda determinado un parámetro muy importante de los convertidores Multifase: los **amperios por fase**. Es importante que el diseño de los MOSFETs, interruptor principal y Rectificador Síncrono, se haga teniendo en cuenta este parámetro para así evitar sobredimensionar estos dispositivos. El hecho de trabajar con varias fases, siendo la corriente por fase alrededor de 15A, ha permitido seleccionar

dispositivos de montaje superficial, en encapsulado SO8, que ocupan un área reducida y son de muy bajo perfil (2mm).

Es importante recordar que para 2V y 5V de tensión de entrada el número de fases podría ser inferior a cuatro, de hecho para una corriente de salida y una respuesta dinámica dadas habría que estudiar en más profundidad cuál es el número de fases más apropiado para estas tensiones de entrada bajas. Sin embargo para tensiones de entrada más altas, 12V o 24V, las pérdidas de conmutación son muy importantes, como se va a ver en este estudio, y un número de fases alrededor de cuatro o seis resulta más adecuado para reducir la frecuencia de conmutación. Dado que uno de los principales objetivos de este estudio es analizar la influencia de la tensión de entrada, **las distintas soluciones consideradas se van a comparar para igual número de fases, cuatro o seis**, lo que implica un tamaño y coste no muy diferente, siendo el rendimiento y por tanto las pérdidas, el parámetro más afectado por el incremento de la tensión de entrada.

5.3.1 DISEÑO Y RESULTADOS CON 5A/μS

Puesto que la derivada de corriente no es excesivamente grande, 5A/μs, con cuatro fases es suficiente para tener unas frecuencias de conmutación no muy altas a 12V y a 24V de entrada. Por lo tanto, para esta respuesta dinámica los diseños que se han realizado están todos basados en cuatro fases.

El rizado de corriente para el que se han hecho todos los diseños es 5A. Sólo para los casos de mayor tensión de entrada, 12V y 24V, que se encuentran más apurados, se ha analizado cómo influye en el diseño si se permiten rizados de corriente más altos a la salida.

Para alcanzar una derivada de corriente de 5A/μs con cuatro fases, la inductancia de salida de cada fase debe ser alrededor de 800nH.

Diseño de la bobina, *Bobina A*: Con el criterio de construir la bobina de salida con una única vuelta y así reducir las pérdidas por conducción, el núcleo que se ha elegido es un EE18/4/10, material 3F3. El núcleo se ha elegido suficientemente grande para que la bobina no sature para el peor caso de rizado de corriente en la bobina que es 15A, siendo la corriente media de 12'5A. El entrehierro se ha colocado en las tres columnas siendo éste de 60μm, este valor es bastante pequeño de forma que el efecto del entrehierro en los devanados será pequeño. Los devanados son conductores planos y se han implementado sobre una PCB multicapa (10 capas) siendo el espesor de

cobre de 70μm. Al ser una única vuelta la que se da, las diez capas se han puesto en paralelo.

La inductancia que se ha obtenido finalmente es de 650nH medida a 300kHz. Con este valor de inductancia la derivada de corriente máxima es un poco más grande, alrededor de 6A/μs.

Se ha generado un modelo con PEmag de la bobina para calcular las pérdidas de la misma y validar que el efecto del entrehierro no es muy grande incluso para el peor caso de rizado de corriente. Para el caso de 12'5A de valor medio y rizado 15A las pérdidas son de 85mW en el núcleo y 120mW en los devanados. En otros casos de menos rizado las pérdidas se reducen, así por ejemplo para un caso de 12'5A de valor medio y rizado 5A las pérdidas son de 50mW en el núcleo y 100mW en los devanados. En cualquier caso la influencia del rizado de corriente en las pérdidas de la bobina es pequeña.

En los cuatro diseños, para las cuatro tensiones de entrada, se va a utilizar la misma bobina, *Bobina A*.

En un convertidor Reductor con ciclo de trabajo menor del 50% los condensadores de salida vienen impuestos por la respuesta dinámica ante un escalón de carga negativo (capítulo 2, sección 2.3.2) ya que es la respuesta más lenta del Reductor. Como se ha analizado en el capítulo 2, en un convertidor de derivada de corriente de 5A/μs, hacen falta 6 condensadores de tántalo de 680μF y 8 cerámicos de 22μF para mantener la tensión de salida regulada dentro del ±10% (±100mV).

Sólo con los condensadores cerámicos de salida se garantiza que el rizado de tensión de alta frecuencia es inferior a 5mV, valor suficientemente pequeño (<1%) incluso para el peor caso de rizado de corriente (10A).

Respecto de los condensadores de entrada, en el capítulo 2 (sección 2.3.3) se ha determinado para las especificaciones consideradas en este capítulo cuál es el mínimo valor de capacidad que se necesita a la entrada del convertidor atendiendo a los criterios de estabilidad del sistema y respuesta del convertidor ante escalones de carga. Para determinar el número y tipo de condensadores de entrada (tabla 2.4), falta tener en cuenta la corriente eficaz por condensador que, como se va a comprobar, en muchos de los casos es la condición más crítica y por tanto la que determina finalmente el valor, tipo y número de condensadores que se necesitan. La corriente eficaz que circula por los condensadores de entrada depende de la potencia, la tensión de entrada y el número de fases. Como el número y tipo de condensadores de entrada

dependen de la tensión de entrada y la potencia por fase, para cada diseño y en función de estos parámetros se determinará el valor de estos condensadores de entrada.

5.3.1.1 Tensión de entrada 2V

Antes de entrar en el detalle del diseño de esta solución conviene recordar el motivo por el que se ha considerado una tensión de entrada tan baja. Aunque desde el punto de vista del sistema de alimentación no sea una tensión de distribución razonable, desde el punto de vista del convertidor sí que puede serlo ya que permite optimizar ciertos aspectos del mismo. Por lo tanto, analizar esta solución desde el punto de vista del convertidor nos va a permitir evaluar en cada caso cuál es el precio que se paga por subir la tensión de entrada así como valorar si es o no es una tensión de entrada interesante al menos desde el punto de vista del regulador de tensión.

Como se ha analizado en el capítulo 2, en el caso de una tensión de entrada tan baja, la capacidad de entrada viene determinada por la estabilidad del sistema. En este caso, ni la corriente eficaz que circula por los condensadores de entrada ni la respuesta dinámica precisan requisitos más estrictos para las capacidades de entrada. Como se analizó ya en detalle (sección 2.3.3), para garantizar la estabilidad del sistema, y por tanto el desacoplamiento de la impedancia de entrada del VRM con la impedancia de salida del convertidor que lo alimenta, es necesario poner hasta tres condensadores de tántalo de 680μF en la entrada del VRM. Por lo tanto, es la estabilidad del sistema la que impone los condensadores de entrada necesarios.

Dado que la tensión de entrada es el doble de la de salida, el ciclo de trabajo es del 50%. Desde el punto de vista de los interruptores, cada uno conduce la corriente de salida durante la mitad del tiempo. Además, dado que la tensión de entrada es muy pequeña, las pérdidas de conmutación también lo serán por lo que los MOSFETs interesa que sean de muy baja resistencia en conducción aunque desde el punto de vista de la conmutación no sean los más adecuados. Por este motivo, el MOSFET elegido para los dos interruptores, el principal y el Rectificador Síncrono, es el FDS7766.

Una vez diseñado y montado el convertidor se ha medido el rendimiento y las pérdidas del mismo para varias frecuencias de conmutación. En la tabla 5.3 se muestran las tres posibles frecuencias de conmutación para este convertidor junto con sus implicaciones en términos de rizado de corriente por fase (en la bobina) y a la salida, después de la cancelación, así como la energía que han de almacenar el conjunto de las bobinas de las cuatro fases.

Dado que el ciclo de trabajo está muy centrado, la cancelación de rizados es muy grande y la mínima frecuencia de conmutación para tener un rizado a la salida de 6A sería de 20kHz. Sin embargo, esta frecuencia tan baja origina un rizado de corriente por fase excesivamente grande, 36A, lo que supondría dos inconvenientes muy importantes: 1) excesivo tamaño de las bobinas de salida, dado que han de almacenar una energía del orden de cinco veces superior a la de otros casos y 2) aumento importante de las pérdidas de conmutación y de aquellas pérdidas que dependan de la componente de alterna de la corriente en la bobina. Finalmente, esta frecuencia de conmutación no se ha ensayado en el convertidor, dado que el rizado de corriente tan elevado produciría muchas pérdidas y además la bobina ha sido diseñada para un rizado máximo de 14A.

Como se verá en los diferentes casos que analicemos, la combinación de una frecuencia de conmutación baja con un rizado muy alto da lugar a más pérdidas que conmutar a mayor frecuencia pero reduciendo el rizado de corriente por fase. Precisamente, para cada tensión de entrada se van a considerar diferentes frecuencias de conmutación para así poder determinar cuál es la pareja frecuencia-rizado que minimiza las pérdidas para un diseño con una respuesta dinámica y un rizado máximo definidos.

Tabla 5.3

CONVERTIDOR REDUCTOR DE CUATRO FASES PARA UNA TENSIÓN DE ENTRADA DE 2V: FRECUENCIAS DE CONMUTACIÓN ENSAYADAS.

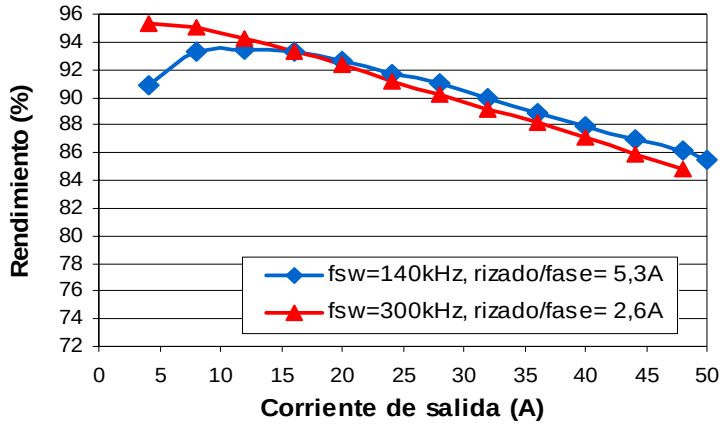
Frecuencia de conmutación	Derivada de corriente	Rizado de corriente a la salida ΔI	Rizado de corriente en la bobina ΔI_L	Energía almacenada en las bobinas E_L
20kHz	6A/μs	6A	36,6A	1370μJ
70kHz	6A/μs	1,8A	11A	420μJ
140kHz	6A/μs	0,9A	5,3A	310μJ
300kHz	6A/μs	0,4A	2,6A	250μJ

Las tres frecuencias de conmutación que se han ensayado en el convertidor son 70kHz, 140kHz y 300kHz. Como se muestra en la tabla 5.3, los rizados de corriente por fase y a la salida son bastante pequeños para las frecuencias de 140kHz y 300kHz, reduciendo de esta forma la energía almacenada en las bobinas.

En las tablas 1, 2 y 3 del Anexo II se muestran los datos de pérdidas y rendimientos medidos para cada una de las frecuencias así como la estimación de pérdidas que se tendrían con cuatro fases en cada caso.

4 fases – Reductor, V_E = 2V, 6A/µs

V_E = 2V	Inductancia = 650nH (Bobina A)
V_S = 1V	Interruptor principal: FDS7766
I_S =50A	Rectificador Síncrono: FDS7766



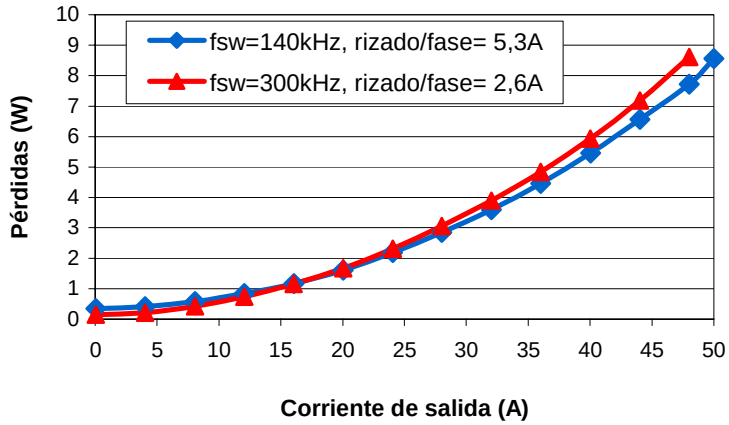


Figura 5.5. Medidas de rendimiento y pérdidas de la solución 4 fases – Reductor, V_E = 2V y 6A/µs para las frecuencias de 140kHz y 300kHz.

De entre las tres frecuencias consideradas es la frecuencia intermedia, 140kHz, la que muestra mejor rendimiento a plena carga, un punto más alto. Tanto con 70kHz como con 300kHz se producen más pérdidas que con 140kHz. Por un lado, 70kHz es una frecuencia baja pero supone un rizado de corriente por fase muy alto, 11A, lo que finalmente incrementa las pérdidas de conmutación; por otro lado 300kHz reduce el rizado por fase pero con una frecuencia muy alta, incrementando también las pérdidas respecto de la solución a 140kHz. Por lo tanto, de entre las tres frecuencias, la combinación de 140kHz con el consiguiente rizado de 5'3A por fase optimiza el rendimiento del convertidor.

En la figura 5.5 se muestran estos resultados en dos gráficas de forma que se puedan comparar las pérdidas y el rendimiento medido en este convertidor con 140kHz y 300kHz.

Se puede observar que la solución con 300kHz presenta menos pérdidas con baja carga (con un rendimiento alrededor del 95%) que si se conmuta a 140kHz. Este hecho es debido a que al conmutar a más alta frecuencia el rizado de corriente por fase es menor. Sin embargo, al subir la carga, la influencia del menor rizado se atenúa, siendo la mayor frecuencia de conmutación la que marca la diferencia.

Este convertidor presenta la combinación óptima de frecuencia de conmutación y rizado de corriente por fase alrededor de 150kHz, valor por encima de la frecuencia mínima que garantiza un rizado de corriente a la salida inferior a 5A.

5.3.1.2 Tensión de entrada 5V

En este caso la capacidad de entrada viene determinada por la corriente eficaz que circula por los condensadores de entrada. Como se ha determinado en el capítulo 2, la estabilidad del sistema requiere una capacidad al menos de 100µF y por respuesta dinámica el valor mínimo es más pequeño. Dado que el valor de capacidad no es muy elevado y por otra parte los condensadores cerámicos son de un coste muy reducido comparado con los de tántalo, se realiza el diseño con este tipo de condensadores. Por cada fase, la corriente eficaz impone un número de 4 condensadores de 10µF, 10V en encapsulado 1210 (tabla 2.4), lo que hace un total de 16 condensadores. Estos 16 condensadores suman una capacidad de 160µF, valor suficiente para la estabilidad del sistema así como para la respuesta dinámica.

Comparando con la capacidad de entrada necesaria con 2V de entrada, el tamaño de la capacidad de entrada es muy similar en ambos casos, 135mm^2 para 2V y 128mm^2 para 5V de entrada. Sin embargo, el coste se ve muy favorecido al

incrementar la tensión de entrada a 5V gracias a que no se necesitan valores altos de capacidad a la entrada y por tanto se pueden utilizan condensadores cerámicos en vez de condensadores de alta capacidad (680µF) que son muy caros. El coste de los 16 condensadores de 10µF, 10V se estima alrededor de 1'6€, mientras que el de los tres condensadores de entrada de 680µF, 6V se estima alrededor de 7'9€.

En este caso el ciclo de trabajo nominal es alrededor del 20%. Por lo tanto el Rectificador Síncrono conduce el 80% del tiempo y es importante que este interruptor sea de muy baja resistencia en conducción, por ello el MOSFET elegido es el FDS7766.

Sin embargo, el interruptor principal conduce poco tiempo y además las pérdidas de conmutación van a empezar a ser más importantes dado que la tensión de entrada es de 5V. A la hora de elegir el MOSFET para este interruptor no está claro si interesa usar el dispositivo de muy baja resistencia en conducción o usar otro que sea más apropiado para las conmutaciones como el Si4416, que tiene una resistencia en conducción más alta pero es más rápido y por tanto se reducen las pérdidas de conmutación. Para determinar cuál es el tipo de MOSFET que interesa usar en el interruptor principal se ha ensayado experimentalmente con los dos.

La figura 5.6 muestra los rendimientos medidos en el prototipo conmutando a 300kHz cuando su usa el MOSFET FDS7766 como interruptor principal y cuando se usa el Si4416. Los resultados muestran claramente cómo aún sigue siendo más interesante usar el MOSFET de baja resistencia en conducción pese a que la tensión de entrada ya es más alta. A plena carga el rendimiento del convertidor es dos puntos más alto cuando se utiliza el FDS7766 como interruptor principal, lo que significa que las pérdidas se reducen un 18% (1'6W). Por lo tanto, para este convertidor se utiliza el dispositivo FDS7766 para los dos interruptores, principal y Rectificador Síncrono. En las tablas 4 y 5 del anexo II se puede ver el detalle de las pérdidas y rendimientos medidos en cada uno de los casos.

Una vez diseñado por completo el convertidor se ha medido el rendimiento y las pérdidas del mismo para tres frecuencias de conmutación. En la tabla 5.4 se muestran las frecuencias de conmutación consideradas junto con sus implicaciones en términos de rizado de corriente por fase (en la bobina) y a la salida, así como la energía que han de almacenar el conjunto de las bobinas de las cuatro fases.

La frecuencia mínima necesaria para asegurar que el rizado de corriente a la salida sea inferior a 5A, es 75kHz. Para esta frecuencia de conmutación el rizado por fase es aún bastante grande, 16A, lo que implica almacenar bastante energía en las

bobinas de salida. Se han ensayado tres frecuencias diferentes (95kHz, 200kHz y 300kHz), reduciendo progresivamente el rizado de corriente por fase para así poder determinar cuál es la frecuencia óptima.

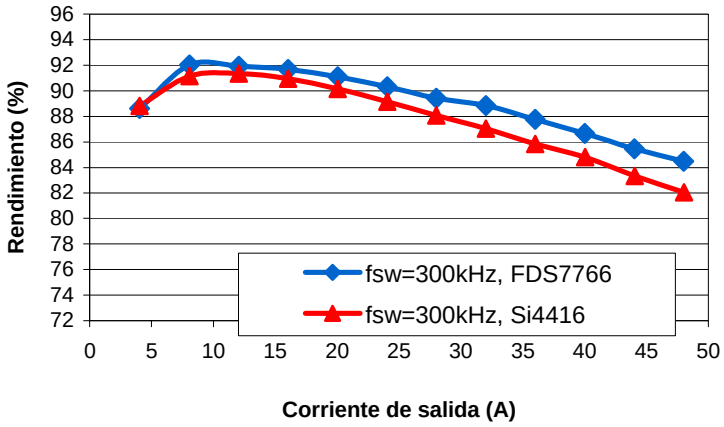


Figura 5.6. Medidas de rendimiento de la solución 4 fases – Reductor, V_E = 5V y 6A/µs: Influencia del MOSFET seleccionado para el interruptor principal (f_{SW} = 300kHz).

Tabla 5.4
CONVERTIDOR REDUCTOR DE CUATRO FASES PARA UNA TENSIÓN DE ENTRADA DE 5V: FRECUENCIAS DE CONMUTACIÓN ENSAYADAS.

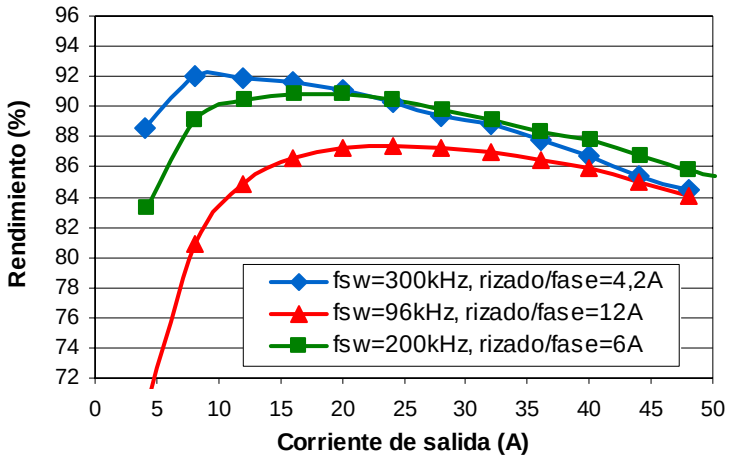
Frecuencia de conmutación	Derivada de corriente	Rizado de corriente a la salida ΔI	Rizado de corriente en la bobina ΔI_L	Energía almacenada en las bobinas E_L
95kHz	6A/µs	4,1A	12A	456µJ
200kHz	6A/µs	2A	6A	320µJ
300kHz	6A/µs	1,4A	4,2A	277µJ

En la figura 5.7 se muestran el rendimiento y las pérdidas medidas con cada una de las frecuencias consideradas. Como se puede apreciar, a plena carga se obtienen unas pérdidas inferiores al conmutar a 200kHz, siendo esta frecuencia un valor de compromiso entre el rizado de corriente por fase y la frecuencia de conmutación. De nuevo se experimenta aquí el mismo hecho que para 2V de tensión de entrada: la combinación de una frecuencia de conmutación muy baja, 95kHz, con un rizado muy

alto, 12A, da lugar a más pérdidas que conmutar a mayor frecuencia pero reduciendo el rizado de corriente por fase.

4 fases – Reductor, V_E = 5V, 6A/µs

V_E = 5V	Inductancia = 650nH (Bobina A)
V_S = 1V	Interruptor principal: FDS7766
I_S =50A	Rectificador Síncrono: FDS7766



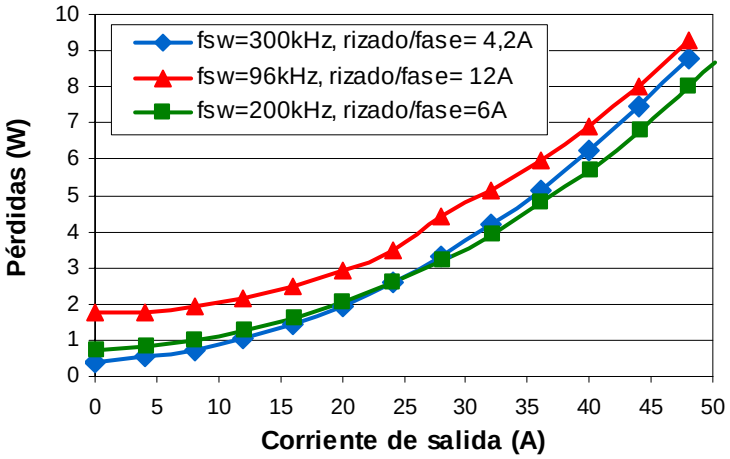


Figura 5.7. Medidas de rendimiento y pérdidas de la solución 4 fases – Reductor, V_E = 5V y 6A/µs para las frecuencias de 96kHz, 200kHz y 300kHz.

Las gráficas también manifiestan cómo cuando se conmuta con baja frecuencia de conmutación, 95kHz, se producen más pérdidas que a alta frecuencia como consecuencia del alto rizado de la corriente por fase. Comparando 95kHz con 300kHz, claramente la balanza se vence del lado de los 300kHz ya que se reducen las pérdidas en todo el rango de carga, en las bobinas se almacena la mitad de energía y el rizado de corriente a la salida es tres veces más pequeño con la frecuencia de 300kHz.

La combinación óptima de frecuencia de conmutación y rizado de corriente es alrededor de 200kHz con un rizado por fase de 6A.

En las tablas 5, 6 y 7 del anexo II se muestran los datos de pérdidas y rendimientos medidos para cada una de las frecuencias así como la estimación de pérdidas que se tendrían con cuatro fases en cada caso.

También es interesante comparar la solución de 5V con la solución de 2V de tensión de entrada. Para la tensión de 2V de entrada la frecuencia óptima es alrededor de 140kHz, mientras que para 5V ha sido necesario subir la frecuencia a 200kHz, obteniendo similares valores en la energía almacenada en las bobinas así como en el rizado de corriente por fase y en la salida. **Como consecuencia de subir la tensión de entrada de 2V a 5V, las pérdidas a plena carga son prácticamente iguales, únicamente con baja carga la solución de 2V presenta menores pérdidas. Evidentemente el coste a pagar es más que razonable** dado que desde el punto de vista del sistema de alimentación completo es mucho más interesante una tensión de distribución de 5V que de 2V.

5.3.1.3 Tensión de entrada 12V

También en este caso la capacidad de entrada viene determinada por la corriente eficaz que circula por los condensadores de entrada. Como se ha determinado en el capítulo 2, tanto la estabilidad del sistema como la respuesta dinámica requieren unos valores de capacidad muy baja, 1μF, y va a ser la corriente eficaz la que determine el número de condensadores cerámicos necesarios. Por cada fase, la corriente eficaz impone un número de 3 condensadores de 4’7μF, 16V en encapsulado 1210 (tabla 2.4), lo que hace un total de 12 condensadores cerámicos.

En este caso el ciclo de trabajo nominal es muy pequeño, alrededor del 9%. Por lo tanto el Rectificador Síncrono conduce el 91% del tiempo y es importante que este interruptor sea de muy baja resistencia en conducción, por ello el MOSFET elegido es el FDS7766.

Sin embargo el interruptor principal conduce muy poco tiempo y las pérdidas de conmutación van a ser más importantes dado que la tensión de entrada es de 12V. En este caso parece que va ser más apropiado utilizar un MOSFET como el Si4416 que tiene una resistencia en conducción más alta pero es más rápido y por tanto se reducen las pérdidas de conmutación. Para determinar cuál es el tipo de MOSFET que interesa usar en el interruptor principal se ha ensayado experimentalmente con los dos, el Si4416 y el FDS7766.

La figura 5.8 muestra los rendimientos medidos en el prototipo conmutando a 220kHz cuando su usa el MOSFET FDS7766 como interruptor principal y cuando se usa el Si4416. Los resultados muestran claramente cómo las pérdidas de conmutación son muy significativas y resulta más interesante el MOSFET de más alta resistencia en conducción, el Si4416. A plena carga, el rendimiento del convertidor es dos puntos más alto cuando se utiliza el Si4416 como interruptor principal, lo que significa que las pérdidas se reducen un 12% (1'3W). En las tablas 8 y 9 del anexo II se puede ver el detalle de las pérdidas y rendimientos medidos en cada uno de los casos. En resumen, para este convertidor se utiliza el dispositivo Si4416 como interruptor principal y el FDS7766 como Rectificador Síncrono.

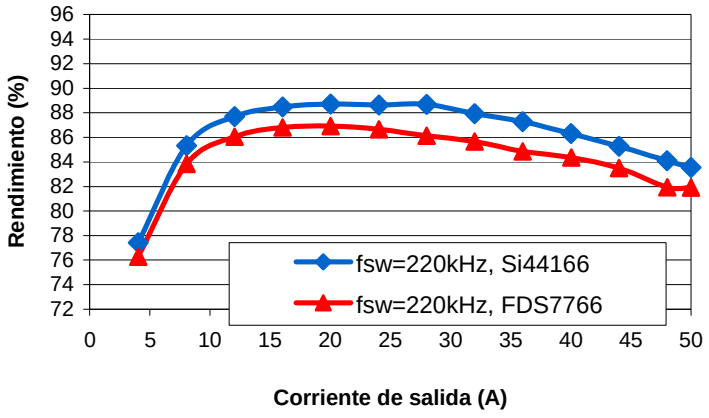


Figura 5.8. Medidas de rendimiento de la solución 4 fases – Reductor, V_E = 12V y 6A/µs: Influencia del MOSFET seleccionado para el interruptor principal (f_{SW} = 220kHz).

Una vez diseñado por completo el convertidor se ha medido el rendimiento y las pérdidas del mismo para dos frecuencias de conmutación. En la tabla 5.5 se muestran las frecuencias de conmutación consideradas junto con sus implicaciones en términos

de rizado de corriente por fase (en la bobina) y a la salida, así como la energía que han de almacenar el conjunto de las bobinas de las cuatro fases.

La frecuencia mínima necesaria para asegurar que el rizado de corriente a la salida sea inferior a 5A es 220kHz, siendo el rizado por fase 6'5A.

Para esta tensión de entrada se ha querido evaluar si el hecho de limitar el rizado de la corriente de salida a 5A condiciona el diseño del convertidor o si por el contrario se realizaría el mismo diseño si se permitiese un mayor rizado a la salida. Para realizar este análisis se ha ensayado la frecuencia de 150kHz lo cual supone un rizado de corriente a la salida de 7A.

Tabla 5.5

CONVERTIDOR REDUCTOR DE CUATRO FASES PARA UNA TENSIÓN DE ENTRADA DE 12V: FRECUENCIAS DE CONMUTACIÓN ENSAYADAS.

Frecuencia de conmutación	Derivada de corriente	Rizado de corriente a la salida ΔI	Rizado de corriente en la bobina ΔI_L	Energía almacenada en las bobinas E_L
150kHz	6A/µs	7,2A	9,4A	385µJ
220kHz	6A/µs	5A	6,5A	320µJ
300kHz	6A/µs	3,6A	4,7A	285µJ

En la figura 5.9 se muestra el rendimiento y las pérdidas medidas con cada una de las frecuencias consideradas. Como se puede apreciar, trabajar a 220kHz reduce las pérdidas en casi todo el rango de carga. De estos resultados se desprende que la frecuencia óptima de trabajo está alrededor de 220kHz siendo el rizado a la salida de 5A. Si se aumenta o se reduce la frecuencia de operación respecto de esta frecuencia intermedia las pérdidas suben.

En este caso, **limitar el rizado de corriente a la salida a 5A no condiciona el diseño del convertidor**, aunque nos permitiesen un rizado más alto, 10A por ejemplo, es mejor ir a un diseño de 5A de rizado dado que reduce las pérdidas del convertidor y se almacena menos energía en las bobinas.

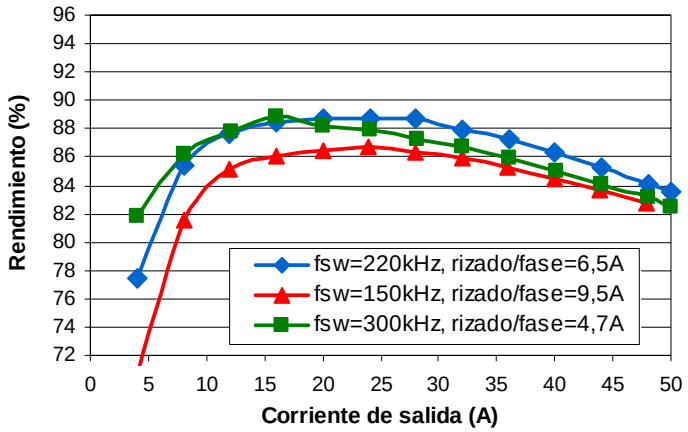
En las tablas 8, 10 y 11 del anexo II se muestran los datos de pérdidas y rendimientos medidos para cada una de las frecuencias así como la estimación de pérdidas que se tendrían con cuatro fases en cada caso.

Al subir la tensión de entrada de 5V a 12V, las pérdidas se incrementan alrededor del 13% (1'2W) a plena carga. Por lo tanto, **para la derivada de corriente de 5A/µs, incrementar la tensión de entrada de 5V a 12V es bastante razonable** ya que las

pérdidas del convertidor no se penalizan en exceso y sin embargo se distribuye a una tensión más alta, con las ventajas que ello supone para el sistema. En la sección 0 se analiza el impacto que tiene sobre el VRM subir la tensión de distribución a 12V no sólo en términos de pérdidas sino también de coste y tamaño.

4 fases – Reductor, V_E = 12V, 6A/µs

V_E = 12V	Inductancia = 650nH (Bobina A)
V_S = 1V	Interruptor principal: Si4416
I_S =50A	Rectificador Síncrono: FDS7766



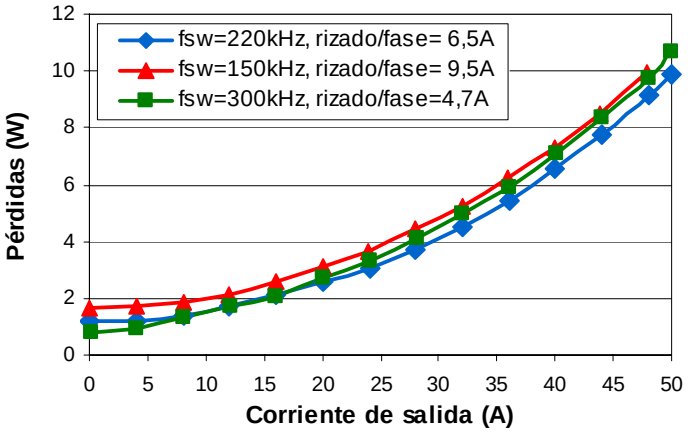


Figura 5.9. Medidas de rendimiento y pérdidas de la solución 4 fases – Reductor, V_E = 12V y 6A/µs para las frecuencias de 150kHz, 220kHz y 300kHz.

5.3.1.4 Tensión de entrada 24V

También en este caso la capacidad de entrada viene determinada por la corriente eficaz que circula por los condensadores de entrada. Por cada fase se requieren 2 condensadores de 2'2μF, 35V (tabla 2.4), lo que hace un total de 8 condensadores cerámicos de tamaño 1210. Con esta capacidad a la entrada se cumplen tanto los requisitos de estabilidad del sistema como de respuesta dinámica (capítulo 2).

Para 24V de entrada el ciclo de trabajo nominal es muy pequeño, alrededor del 5%. Por lo tanto el Rectificador Síncrono conduce el 95% del tiempo y es importante que este interruptor sea de muy baja resistencia en conducción, por ello el MOSFET elegido es el FDS7766.

Dado lo alto de la tensión de entrada, las pérdidas de conmutación van a ser muy importantes. Si para 12V el uso del dispositivo Si4416 como interruptor principal ya reducía las pérdidas totales del convertidor, en este caso las pérdidas de conmutación son más significativas todavía y no hay ninguna duda respecto al uso del Si4416 como interruptor principal en vez del FDS7766.

Una vez diseñado por completo el convertidor se ha medido el rendimiento y las pérdidas del mismo para dos frecuencias de conmutación. En la tabla 5.6 se muestran las frecuencias de conmutación consideradas junto con sus implicaciones en términos de rizado de corriente por fase (en la bobina) y a la salida, así como la energía que han de almacenar el conjunto de las bobinas de las cuatro fases.

Tabla 5.6

CONVERTIDOR REDUCTOR DE CUATRO FASES PARA UNA TENSIÓN DE ENTRADA DE 24V: FRECUENCIAS DE CONMUTACIÓN ENSAYADAS.

Frecuencia de conmutación	Derivada de corriente	Rizado de corriente a la salida ΔI	Rizado de corriente en la bobina ΔI_L	Energía almacenada en las bobinas E_L
100kHz	6A/μs	13A	14,7A	514μJ
150kHz	6A/μs	8,6A	9,7A	397μJ
250kHz	6A/μs	5A	5,6A	307μJ

La frecuencia mínima necesaria para asegurar que el rizado de corriente a la salida sea inferior a 5A es 250kHz, siendo el rizado por fase 5'6A. La siguiente frecuencia de conmutación considerada, 150kHz, va a servir para evaluar, igual que se ha hecho para 12V, si el hecho de limitar el rizado de la corriente de salida a 5A condiciona el diseño del convertidor. Para la frecuencia de 150kHz el rizado de

corriente a la salida es 8'6A y el rizado por fase es 9'7A. Se ha considerado una tercera frecuencia de conmutación aún más baja, 100kHz, que da lugar a un rizado por fase de casi 15A.

4 fases – Reductor, V_E = 24V, 6A/µs

V_E = 24V	Inductancia = 650nH (Bobina A)
V_S = 1V	Interruptor principal: Si4416
I_S =50A	Rectificador Síncrono: FDS7766

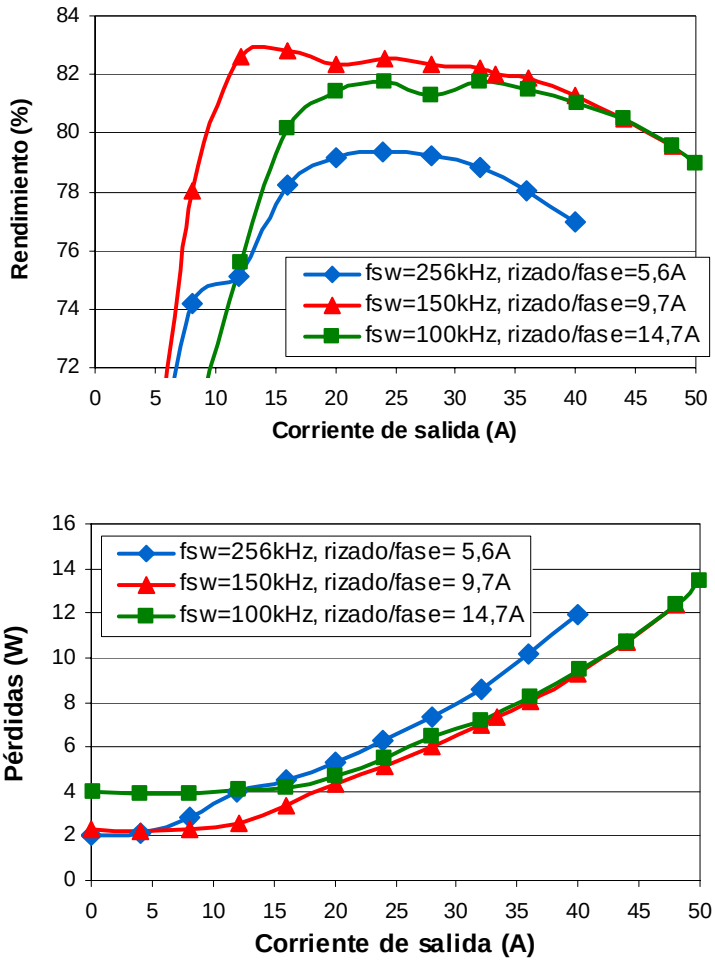


Figura 5.10. Medidas de rendimiento y pérdidas de la solución 4 fases – Reductor, V_E = 24V y 6A/µs para las frecuencias de 100kHz, 150kHz y 250kHz.

En la figura 5.10 se muestra el rendimiento y las pérdidas medidas con cada una de las frecuencias consideradas. En este caso, las pérdidas de conmutación son muy elevadas al convivir en los interruptores la corriente de salida con una tensión de entrada muy grande (24V). Tal y como muestran los resultados, la combinación óptima de frecuencia de conmutación – rizado de corriente se da para rizados a la salida mayores que 5A, alrededor de 9A. En este caso, **limitar el rizado de corriente a la salida a 5A sí que está condicionando el diseño del convertidor, obteniendo menos pérdidas con un rizado a la salida alrededor de 9A**. Permitir un rizado aún mayor, 13A, no tiene mucho sentido dado que se ha de almacenar más energía en las bobinas, obteniéndose similares pérdidas con alta carga pero mayores con baja carga. Si se baja aún más la frecuencia, 75kHz, las pérdidas con alta carga aumentan mucho respecto de la frecuencia de 150kHz. Por lo tanto, para 24V de entrada y 5A/μs, la frecuencia óptima está alrededor de 150kHz.

En las tablas 12, 13 y 14 del anexo II se muestran los datos de pérdidas y rendimientos medidos para cada una de las frecuencias así como la estimación de pérdidas que se tendrían con cuatro fases en cada caso.

Comparando con los resultados obtenidos a 12V se deduce que, **para la derivada de corriente de 5A/μs, incrementar la tensión de entrada de 12V a 24V perjudica de forma importante al convertidor**. Si comparamos el mejor diseño para cada una de las tensiones de entrada se comprueba que las pérdidas se incrementan bastante, un 35% (3'2W), al subir la tensión de entrada a 24V. Además, la energía manejada por la bobina es un 24% más alta y el rizado de corriente a la salida también es más alto.

5.3.1.5 Influencia de la tensión de entrada con 5A/μs

A continuación se va a comparar el mejor diseño que se ha obtenido para cada tensión de entrada. Todas las soluciones están basadas en el convertidor *4-fases Reductor* y han sido diseñadas para una derivada de corriente máxima alrededor de 5A/μs.

En la tabla 5.7 se destacan aquellos aspectos del diseño del convertidor que más se ven afectados por la tensión de entrada que se tenga.

La inductancia de salida es la misma en todos los diseños, 650nH, dado que se quiere tener la misma derivada de corriente máxima (6A/μs). Todos los diseños se han medido con la misma bobina de salida (Bobina A). Esta bobina se ha diseñado para poder trabajar con el rizado de corriente más alto en el peor caso, sin que se sature y de forma que las pérdidas debidas al rizado de corriente, incluyendo el efecto del

entrehierro, sean pequeñas respecto de las pérdidas de continua en la bobina. Debido a que cada diseño tiene un rizado de corriente por fase diferente, la energía almacenada en las bobinas de cada solución, última columna de la tabla 5.7, es diferente y por tanto afectaría a las pérdidas o al tamaño de cada bobina diseñada específicamente para cada solución.

Tabla 5.7

RESUMEN DEL MEJOR DISEÑO PARA CADA TENSIÓN DE ENTRADA:
4 FASES REDUCTOR, 6A/μs

Tensión de entrada	f_{SW}	Condensadores de entrada capacidad/coste	Rizado de corriente en la salida ΔI	Rizado de corriente en la bobina ΔI_L	Energía almacenada en las bobinas E_L
2V	140kHz	3 x 680μF / 7,9€	0,9A	5,3A	310μJ
5V	200kHz	16 x 10μF / 1,6€	2A	6A	320μJ
12V	220kHz	12 x 4,7μF / 1,2€	5A	6,5A	320μJ
24V	150kHz	8 x 2,2μF / 0,8€	8,6A	9,7A	397μJ

Para particularizar un poco más cada solución, se ha diseñado cada bobina para la frecuencia y rizado de corriente correspondiente. El diseño se ha realizado con la herramienta de elementos finitos (PEmag) para así poder tener en cuenta los efectos de alta frecuencia. El criterio de diseño de las bobinas es buscar el núcleo RM más pequeño posible pero que mantenga unas pérdidas similares a las que tiene la bobina probada en la realidad. El diseño de la bobina se hace con conductores planos y así poderla integrar en la PCB multicapa (10 capas) en la que se diseña el resto del convertidor. Se han elegido los núcleos de tipo RM porque se adaptan mejor para integrar las bobinas en la PCB multicapa, consiguiéndose un mejor aprovechamiento de la tarjeta. Para las tensiones de entrada de 2V, 5V y 12V se ha necesitado de un núcleo RM5LP, material 3F4 para realizar el diseño de cada bobina, estimando unas pérdidas de 220mW, 240mW y 310mW respectivamente. Sin embargo, la mayor energía procesada en la bobina de la solución de 24V de entrada da lugar a unas pérdidas muy elevadas, 430mW, para el núcleo RM5LP. Este diseño se encuentra muy al límite de las posibilidades del núcleo y sería más recomendable realizar la bobina de la solución de 24V en un núcleo más grande, RM6LP.

En lo relativo a los interruptores empleados en cada caso, las diferencias son muy pequeñas dado que se utilizan en todos los casos dos encapsulados SO8 por fase, uno para el interruptor principal y otro para el Rectificador Síncrono. Los dos tipos de MOSFETs considerados son específicos para estas soluciones y el coste estimado para

ambos es muy similar, alrededor de 0'2€ cada uno. Por lo tanto, tanto en tamaño como en coste todos los diseños van a tener las mismas características en lo relativo a los interruptores. El coste estimado para todos los interruptores de las cuatro fases de cada diseño es alrededor de 1'6€.

Dado que todos los diseños han de cumplir la misma respuesta dinámica y todos tienen la misma derivada de corriente, los condensadores de salida son los mismos en todos los casos (capítulo 2): 6 condensadores de tántalo de 680μF y 8 cerámicos de 22μF para mantener la tensión de salida regulada dentro del ±10% (±100mV). El coste estimado para cada condensador de tántalo es de 2'6€ y para cada cerámico es de 0'2€, por lo que el coste estimado de los condensadores de salida para cada una de las soluciones es alrededor de 17'2€.

Para el control de cada una de las fases se ha considerado que se utilizará la solución propuesta por International Rectifier ([34]), haciendo uso de tantos circuitos IR3086 como fases y de un único regulador, IR3081. Estos circuitos tienen capacidad de trabajar con convertidores Multifase y de excitar a los dos interruptores de cada convertidor Reductor. El coste estimado para cada uno de estos circuitos es de 1'1€ por cada IR3086 que se utilice y 1'45€ por el IR3081.

En la tabla 5.8 se muestra el área que ocupan cada uno de los principales componentes del convertidor. La fase que se ha construido y probado se ha montado sobre una PCB de diez capas (los datos de la PCB se han proporcionado en el apartado 5.2 de este capítulo). En esa misma línea, el diseño de los convertidores de cuatro fases para cada una de las tensiones de entrada se ha realizado para la misma PCB de diez capas, integrando las bobinas en la propia PCB. La altura de los diseños de 2V, 5V y 12V es la misma, 8'6mm, y viene dada por la altura del núcleo magnético de las bobinas así como los condensadores de salida. Para el convertidor de 24V, al ser la bobina más grande, RM6LP, la altura del convertidor también es más alta, 9'1mm.

Para estimar el área total de la PCB, y así tener en cuenta el resto de componentes de control no considerados en la tabla 5.8 así como las pistas de conexión, etc., se ha incrementado en un 60% el área de PCB requerida por los componentes más voluminosos, considerados en la tabla 5.8, para cada uno de los diseños.

Como se puede observar en la tabla 5.8, las diferencias en tamaño entre unos diseños y otros son muy pequeñas, salvo la solución para 24V que requiere un 20% más de área que el resto, debido al mayor tamaño de las bobinas. Además la altura de esta solución es también ligeramente más grande. Por lo tanto, para las especificaciones consideradas en este análisis (1V, 50A y 5A/μs) la tensión de entrada

influye en el tamaño del Reductor Multifase cuando se va a una tensión alta de 24V. El motivo está en la importancia de las pérdidas de conmutación cuando se trabaja a 24V, lo que lleva a bajar la frecuencia pese a que suba el rizado de corriente y se incremente el tamaño de la bobinas.

Tabla 5.8

ESTIMACIÓN DE ÁREA PARA EL DISEÑO SELECCIONADO A CADA TENSIÓN DE ENTRADA: 4 FASES-REDUCTOR, 6A/μs

(altura del convertidor de 2V, 5V y 12V es 8'6mm y el de 24V tiene 9'1mm)

Tensión de entrada	$C_{Entrada}$ (mm^2)	MOSFETs (mm^2)	Bobinas (mm^2)	C_{Salida} (mm^2)	Circuito Integrado de control (mm^2)	Área PCB (mm^2)
2V	135	230	596	331	89	2.209
5V	128	230	596	331	89	2.198
12V	96	230	596	331	89	2.147
24V	64	230	888	331	89	2.563

En la tabla 5.9 se muestra la estimación de coste de los componentes principales de cada diseño así como el de la PCB de diez capas. En el coste total sólo se han considerado el coste de los componentes detallados en la tabla 5.9, sin tener en cuenta los costes del resto de componentes de control así como los de montaje y demás costes que se puedan generar.

En primer lugar, se observa que el coste de los condensadores de salida es muy alto dado que se utilizan condensadores de tántalo de alta capacidad, baja tensión y baja ESR (680μF, 6'3V, 17mΩ). De hecho, los condensadores de salida representan alrededor del 50% del coste de los componentes considerados. La solución de baja tensión de entrada (2V) necesita también a su entrada hacer uso de estos condensadores de gran capacidad; sin embargo el resto de tensiones de entrada, 5V, 12V y 24V, requieren mucha menos capacidad a su entrada produciéndose un ahorro alrededor del 18% respecto de la solución de 2V. Entre las tensiones de entrada de 5V, 12V y 24V las diferencias en coste son despreciables.

En la figura 5.11 se muestran los rendimientos y las pérdidas medidas en cada uno de los diseños. Los resultados muestran cómo se disparan las pérdidas al subir la tensión de entrada a 24V pese a que se ha permitido tener un rizado de 8'5A en la salida, en lugar de los 5A establecidos, para que el diseño de 24V pueda trabajar a su frecuencia óptima. Desde el punto de vista de las pérdidas del VRM la tensión de entrada óptima es 2V, produciéndose a 5V de entrada unas pérdidas muy similares.

Como era de esperar, para 12V de tensión de entrada las pérdidas crecen moderadamente, un 13% (1'2W) respecto de la tensión de entrada de 5V.

Tabla 5.9

ESTIMACIÓN DEL COSTE PARA EL DISEÑO SELECCIONADO A CADA TENSIÓN DE ENTRADA: 4 FASES-REDUCTOR, 6A/μs

Tensión de entrada	$C_{Entrada}$ (€)	MOSFETs (€)	Bobinas (€)	C_{Salida} (€)	Circuito Integrado de control (€)	PCB (€)	Coste Total (€)
2V	7,9	1,6	2,92	17,2	5,9	1,62	37,1
5V	1,6	1,6	2,92	17,2	5,9	1,61	30,9
12V	1,2	1,6	2,92	17,2	5,9	1,58	30,4
24V	0,8	1,6	2,92	17,2	5,9	1,84	30,3

La solución de 2V se descarta por los problemas de distribución de energía que conlleva así como por el mayor coste del VRM, 6'7€ mayor que la solución de 12V (un 22% más alto). Recuérdese que el mayor coste viene como consecuencia de los condensadores necesarios a la entrada para resolver los problemas de estabilidad del sistema.

Comparando las soluciones de 12V y 5V, resultan muy similares en tamaño y coste siendo más eficiente el VRM que tiene una tensión de 5V a su entrada. Aunque habría que tener en cuenta las dimensiones del sistema de alimentación y hacer un estudio más particular para cada sistema, en principio se puede concluir que **la tensión de entrada de 12V parece la más apropiada para especificaciones con una derivada de corriente no muy alta, entre 1A/μs y 5A/μs** (1V, 50A). Aunque las pérdidas del VRM son moderadamente más altas, desde el punto de vista del sistema distribuir con 12V es mucho más interesante que distribuir con 5V al considerar las pérdidas de distribución así como la estabilidad del sistema.

A la vista de los resultados **la solución de 24V es muy desaconsejable, ya que las pérdidas se disparan y el tamaño del convertidor crece un 20%.**

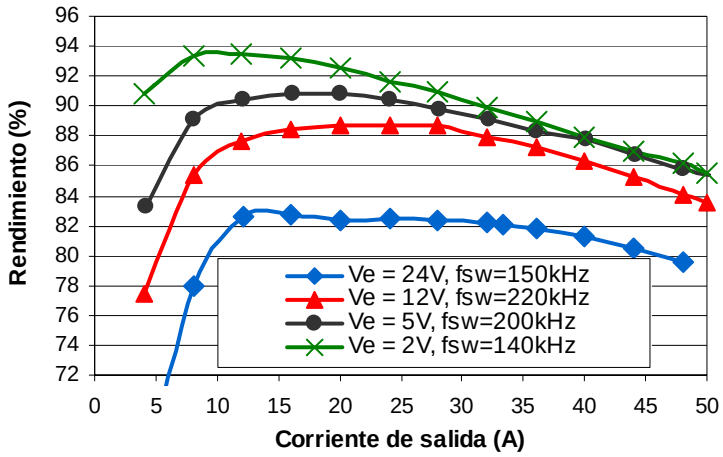
Trabajar con derivadas de corriente más bajas supondría poder relajar la frecuencia de conmutación y por tanto la tensión de entrada de 12V seguiría siendo interesante, dado que las pérdidas de conmutación perderían peso. Si se redujese mucho la derivada de corriente quizás podría ser factible la solución de 24V, si bien trabajar con baja frecuencia incrementaría mucho el tamaño de las bobinas necesarias y probablemente seguiría siendo más interesante la solución de 12V. En cualquier

caso, bajar la derivada de corriente supondría subir el número de condensadores de alta capacidad y alto coste que se necesitan en la salida, alternativa que no parece muy interesante. Sin embargo **sí que es muy interesante estudiar cómo se influye en estos resultados si se sube la derivada de corriente, por ejemplo a 20A/µs**.

Influencia de la tensión de entrada: 4 fases – Reductor, 6A/µs

V_S = 1V Inductancia = 650nH (Bobina A)

I_S =50A



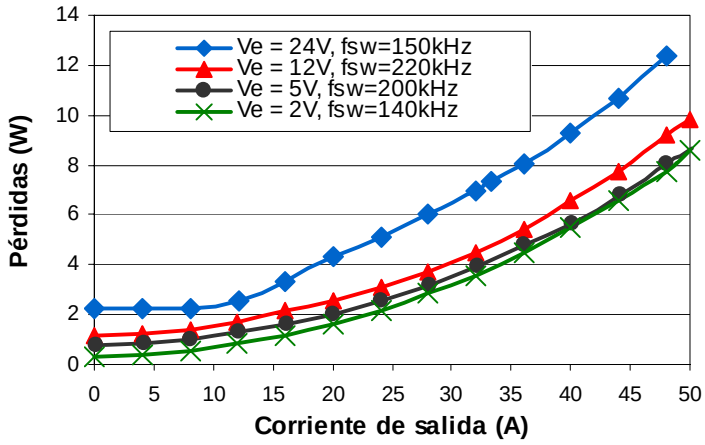


Figura 5.11. Comparación de las medidas de rendimiento y pérdidas del mejor diseño para cada tensión de entrada de las soluciones basadas en 4 fases – Reductor y 6A/µs.

5.3.2 DISEÑO Y RESULTADOS CON 20A/μS

En esta sección se va a estudiar cómo influye la tensión de entrada en el diseño y las prestaciones del VRM cuando se tienen derivadas de corriente altas (20A/μs). Además, este análisis va a servir para estudiar cómo influye en el diseño y las prestaciones del VRM el tener una derivada de corriente más o menos rápida. Para ello se compararán los resultados de esta sección con el análisis de la sección anterior.

Al ser la derivada de corriente más grande, 20A/μs, se van a considerar soluciones con cuatro y seis fases, dado que con cuatro fases se tienen frecuencias de conmutación muy altas a 12V y a 24V de entrada. Las soluciones con seis fases permiten tener unas frecuencias más razonables para las tensiones de entrada más altas.

De igual forma que en el análisis anterior, el rizado de corriente para el que se han hecho todos los diseños es para 5A. Sólo para los casos de mayor tensión de entrada, 12V y 24V, que se encuentran más al límite, se ha analizado cómo influye en el diseño si se permiten rizados de corriente más altos en la salida.

Para alcanzar una derivada de corriente de 20A/μs la inductancia de salida de cada fase debe ser alrededor de 180nH con cuatro fases y de 280nH con seis fases.

Diseño de la *Bobina B (180nH)*: Con el criterio de construir la bobina de salida con una única vuelta y así reducir las pérdidas por conducción, el núcleo que se ha elegido es un EI14/3'5/5, material 3F4. El núcleo se ha elegido suficientemente grande para que la bobina no sature en el peor caso de rizado de corriente, que es 23A, siendo la corriente media de 12'5A. El entrehierro se ha colocado en la columna central, siendo éste de 90μm. Los devanados son conductores planos y se han implementado sobre una PCB multicapa (10 capas), siendo el espesor de cobre de 70μm. Al ser una única vuelta la que se da, las diez capas se han puesto en paralelo.

Se ha generado un modelo con PEmag de la *Bobina B* para estimar las pérdidas de la misma y validar que el efecto del entrehierro no es muy grande incluso para el peor caso de rizado de corriente. Para un caso de 12'5A de valor medio y rizado 7A (650kHz), las pérdidas son de 30mW en el núcleo y 70mW en los devanados. En el caso de peor rizado, 12'5A de valor medio y rizado 23A (220kHz), las pérdidas son de 30mW en el núcleo y 240mW en los devanados. Las pérdidas que dependen de la componente de alterna se hacen importantes para el rizado más grande, pero en

cualquier caso es un valor admisible para ese núcleo magnético y es el precio a pagar por trabajar con baja frecuencia y por tanto alto rizado.

Diseño de la *Bobina C (280nH)*: Con los mismos criterios y la misma PCB multicapa de la bobina anterior se ha construido esta bobina dando una única vuelta a un núcleo EI18/4/10, material 3F3. El núcleo se ha elegido suficientemente grande para que la bobina no sature para el peor caso de rizado de corriente en la bobina que es 24A, siendo la corriente media de 12'5A. El entrehierro se ha colocado en la columna central siendo éste de 190μm.

Se ha generado un modelo con PEmag de la *Bobina C* para estimar las pérdidas de la misma. Para un caso de 12'5A de valor medio y rizado 7A (220kHz), las pérdidas son de 72mW en el núcleo y 88mW en los devanados. En el caso de peor rizado, 12'5A de valor medio y rizado 24A (120kHz), las pérdidas son de 72mW en el núcleo y 168mW en los devanados. Las pérdidas son admisibles para este núcleo magnético y aumentan al trabajar con baja frecuencia por el efecto del entrehierro combinado con un alto rizado.

Como se ha analizado en el capítulo 2, en un convertidor de derivada de corriente de 20A/μs hacen falta 3 condensadores de tántalo de 680μF y 8 cerámicos de 22μF para mantener la tensión de salida regulada dentro del ±10% (±100mV). Nótese la reducción en el número de condensadores de tántalo, de seis a tres, gracias a tener un convertidor con una derivada de corriente cuatro veces más grande.

Solo con los condensadores cerámicos de salida se garantiza que el rizado de tensión de alta frecuencia es inferior a 5mV, valor suficientemente pequeño (<1%) incluso para el peor caso de rizado de corriente (10A).

Como el número y tipo de condensadores de entrada dependen de la tensión de entrada, para cada diseño se determinará el valor de estos condensadores, en función de la tensión de entrada y el número de fases.

5.3.2.1 Tensión de entrada 2V

Al igual que para el diseño con derivada de corriente de 5A/μs y tensión de entrada de 2V, es necesario poner hasta tres condensadores de tántalo de 680μF a la entrada del VRM y así garantizar la estabilidad del sistema (sección 2.3.3), tanto para cuatro fases como para seis fases. Es la estabilidad del sistema la que impone la capacidad de entrada necesaria y para esa capacidad de entrada tanto los requisitos de corriente eficaz por condensador como de respuesta dinámica se cumplen.

Por los mismos motivos que en el diseño con derivada de corriente de 5A/μs y tensión de entrada de 2V, se ha seleccionado un MOSFET de muy baja resistencia en conducción (FDS7766) tanto para el interruptor principal como para el Rectificador Síncrono.

Una vez diseñado y montado el convertidor se ha medido el rendimiento y las pérdidas del mismo para varias frecuencias de conmutación. En la tabla 5.10 se muestran el número de fases y las correspondientes frecuencias de conmutación que se han ensayado. También se muestra para cada caso el rizado de corriente por fase (en la bobina) y a la salida, después de la cancelación, así como la energía que han de almacenar el conjunto de las bobinas de todas las fases.

Tabla 5.10

CONVERTIDOR REDUCTOR MULTIFASE PARA UNA TENSIÓN DE ENTRADA DE 2V Y 20A/μs: NÚMERO DE FASES Y FRECUENCIAS DE CONMUTACIÓN ENSAYADAS.

Número de fases	Frecuencia de conmutación	Derivada de corriente	Rizado de corriente a la salida ΔI	Rizado de corriente en la bobina ΔI_L	Energía almacenada en las bobinas E_L
4	220kHz	22A/μs	2,1A	13A	135μJ
4	310kHz	22A/μs	1,5A	9A	109μJ
4	400kHz	22A/μs	1,1A	6,7A	93μJ
6	150kHz	21,5A/μs	1,7A	11,7A	172μJ
6	220kHz	21,5A/μs	1,2A	8,3A	128μJ
6	300kHz	21,5A/μs	0,9A	6A	106μJ
6	400kHz	21,5A/μs	0,65A	4,4A	93μJ

Dado que el ciclo de trabajo está muy centrado, la cancelación de rizados es muy grande y la mínima frecuencia de conmutación podría ser muy baja. Sin embargo, y al igual que ocurre para el diseño de 5A/μs, una frecuencia tan baja origina un rizado de corriente por fase excesivamente grande que da lugar a muchas pérdidas y mucha energía procesada por las bobinas. Por este motivo, la relación frecuencia – rizado, que minimiza las pérdidas, ha llevado a trabajar a frecuencias más altas.

Así para la solución de cuatro fases se han ensayado tres frecuencias de conmutación, 220kHz, 310kHz y 400kHz. Para la frecuencia de conmutación de 220kHz el rizado por fase es alrededor de 13A, mientras que para la frecuencia de 310kHz es más pequeño, 9A, y para 400kHz es 6’7A. Los resultados experimentales muestran (tablas 15, 16 y 17 del anexo II) que las pérdidas medidas a plena carga con

las tres frecuencias de conmutación son parecidas, si bien los resultados son ligeramente mejores para el rizado de corriente intermedio (correspondiente a 310kHz). Aún sin grandes diferencias, las pérdidas son algo menores, por lo que para la solución de cuatro fases la frecuencia óptima está alrededor de 310kHz, lo que implica un rizado por fase de 9A.

Para la solución de 6 fases los resultados experimentales (tablas 18, 19, 20 y 21 del anexo II) muestran que la frecuencia óptima está alrededor de 220kHz, siendo el rizado por fase de 8A. Dado que cada fase se ha diseñado para la misma corriente por fase que la solución de cuatro fases, al tener seis fases la corriente máxima se extiende hasta los 70A.

En la figura 5.12 se muestran el rendimiento y las pérdidas medidos con la solución de cuatro fases y con la solución de seis fases conmutando cada una a su respectiva frecuencia óptima.

Los resultados muestran claramente cómo para 20A/µs, y desde el punto de vista de las pérdidas, interesa tener seis fases pese a que la tensión de entrada es baja, 2V. Al poner seis fases las pérdidas se reducen un 35% (más de 3W) a 50A. En función del coste y el tamaño, habrá que sopesar si para soluciones de 50A de salida compensa el ahorro de pérdidas que se produce gracias a tener seis fases.

Para realizar la estimación de coste y tamaño se diseñan de nuevo las bobinas de salida en núcleos de tipo RM de bajo perfil. En este sentido se ha de recordar que las bobinas realmente construidas y probadas (Bobina B y Bobina C) se han construido para poder probar diferentes frecuencias y rizados de corriente, y no han sido optimizadas para un caso particular. Una vez seleccionada la frecuencia óptima para cada caso se ha de rediseñar la bobina para adecuarla a la frecuencia seleccionada. Además, se va a distinguir entre la solución de 6-fases 50A y la de 6-fases 70A, dado que la corriente por fase de cada solución es diferente y por tanto también lo será el tamaño de las bobinas.

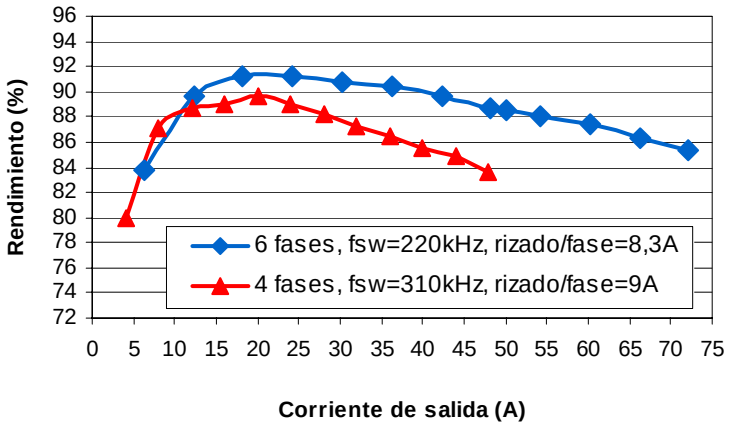
El criterio de rediseño de las bobinas es diseñar la bobina en el núcleo RM más pequeño posible pero que mantenga unas pérdidas similares a las que tiene la bobina probada en la realidad. Para poder estimar las pérdidas de los diseños se genera en cada caso el modelo de elementos finitos correspondiente (PEmag) para así poder tener en cuenta los efectos de alta frecuencia.

Así, para las soluciones de *4-fases 50A* y *6-fases 50A* el núcleo seleccionado es el RM4LP, material 3F4. La solución de *6-fases 50A*, que requiere una inductancia de 280nH por fase, puede conservar el mismo núcleo que la solución de *4-fases 50A*

gracias a que por otro lado la solución de seis fases tiene una corriente media por fase más pequeña. Sin embargo, la solución *6-fases 70A* requiere un núcleo más grande, RM5LP – 3F4, para mantener las mismas pérdidas que la bobina realmente ensayada.

Reductor Multifase, V_E = 2V, 20A/µs

V_E = 2V	Inductancia (4 fases) = 180nH (Bobina B)
V_S = 1V	Inductancia (6 fases) = 280nH (Bobina C)
I_S =50A/70A	Interruptor principal: FDS7766
	Rectificador Síncrono: FDS7766



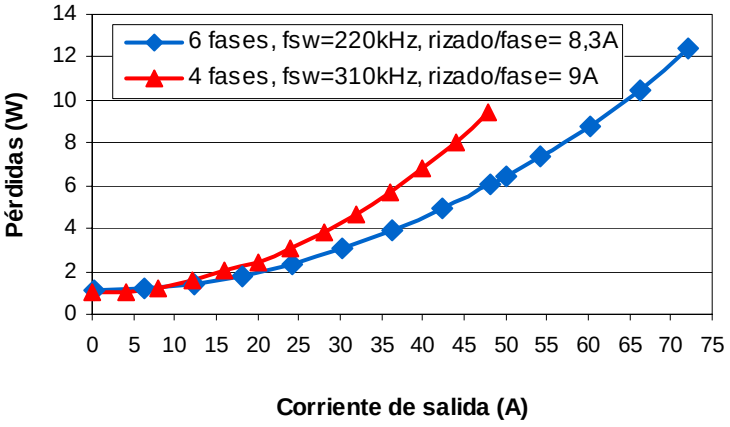


Figura 5.12. Medidas de rendimiento y pérdidas del Reductor Multifase V_E = 2V y 20A/µs para cuatro y seis fases.

Al igual que en los diseños de 5A/μs, el control considerado es el de International Rectifier ([34]), haciendo uso de tantos circuitos IR3086 como fases y de un único regulador, IR3081. Como ya se ha dicho anteriormente, no se esperan cambios en las conclusiones del análisis si se empleara algún otro circuito integrado propuesto por otro fabricante.

En la tabla 5.11 se muestra el área que ocupa cada uno de los principales componentes del convertidor así como el área total. El área total se ha estimado incrementando en un 60% la suma del área de los componentes más relevantes. La altura de todos los diseños es la misma y viene dada por la altura del núcleo de la bobinas junto con la altura de los condensadores, resultando en una altura total de 8,6mm.

Como se puede observar en la tabla 5.11, el pasar de 4 fases (50A) a 6 fases (50A) supone un incremento importante en el tamaño del convertidor (32%) pese a que la corriente media por fase se reduzca al tener 6 fases.

Tabla 5.11

ESTIMACIÓN DE ÁREA PARA LOS DISEÑOS SELECCIONADOS PARA 2V DE ENTRADA: REDUCTOR MULTIFASE, 20A/μS (ALTURA DE CADA DISEÑO = 8,6mm)

Solución para 20A/μs	$C_{Entrada}$ (mm^2)	MOSFETs (mm^2)	Bobinas (mm^2)	C_{Salida} (mm^2)	CI de control (mm^2)	Área PCB (mm^2)
4-Reductor 2V, 50A	135	230	352	196	89	1.603
6-Reductor 2V, 50A	135	345	528	196	121	2.120
6-Reductor 2V, 70A	135	345	894	196	121	2.705

En la tabla 5.12 se muestra la estimación de coste del convertidor. Para esta estimación de costes y las siguientes se han de hacer las mismas consideraciones que se hicieron en la estimación de costes presentados en la tabla 5.9.

El coste de la solución *6-Reductor 2V, 50A* es un 17% más caro (5€) que el de la solución *4-Reductor 2V, 50A*. Por lo tanto, para la tensión de entrada de 2V parece que la solución de *4fases-Reductor, 50A* resulta más interesante en función del coste y el tamaño pese a que las pérdidas sean mayores. Aunque para cada aplicación se debería estudiar en detalle, **para 2V de entrada, 50A de salida y 20A/μs no parece apropiado incrementar el número de fases de cuatro a seis** ya que, aunque se reducen las pérdidas, se obtienen importantes penalizaciones en tamaño y coste. Para mayores corrientes de salida (70A), la solución de seis fases sí sería más aconsejable que la de cuatro.

Tabla 5.12
ESTIMACIÓN DE COSTE PARA LOS DISEÑOS SELECCIONADOS PARA 2V DE ENTRADA: REDUCTOR MULTIFASE, 20A/μs.

Solución para 20A/μs	$C_{Entrada}$ (€)	MOSFETs (€)	Bobinas (€)	C_{Salida} (€)	CI de control (€)	PCB (€)	Coste Total (€)
4-Reductor 2V, 50A	7,8	1,6	2,9	9,3	5,9	1,2	28,7
6-Reductor 2V, 50A	7,8	2,4	4,4	9,3	8,1	1,5	33,5
6-Reductor 2V, 70A	7,8	2,4	4,4	9,3	8,1	1,9	33,9

Con la información que disponemos se puede analizar cuál ha sido el precio que se ha pagado por incrementar la derivada de corriente de 5A/μs a 20A/μs. Para ello se compara en la tabla 5.13 el diseño de cuatro fases con el que se seleccionó en la sección 5.3.1.1 para la tensión de entrada de 2V.

Tabla 5.13
INFLUENCIA DE LA DERIVADA DE CORRIENTE PARA 2V DE ENTRADA: REDUCTOR MULTIFASE, 5A/μs Y 20A/μs.

	Solución	Pérdidas @ 50A (W)	Área (mm^2)	Coste Total (€)
5A/μs	*4-Reductor 2V, 50A*	8,5	2.209	37,1
20A/μs	*4-Reductor 2V, 50A*	10	1.603	28,7

El incremento de la derivada de corriente, de 5A/μs a 20A/μs, para 2V de tensión de entrada es beneficioso desde el punto de vista del VRM. En primer lugar el tamaño se reduce en un 38% como consecuencia de que se necesita menos capacidad a la salida, de seis condensadores de tántalo de 680μF se pasa a tres. Además también se reduce el tamaño de las bobinas ya que la inductancia necesaria es menor. El coste también se reduce, un 23% (8€), gracias principalmente a la reducción del número de condensadores de tántalo, de seis a tres, que tienen un coste elevado. El único inconveniente es el incremento de las pérdidas en un 17% (1'5W) como consecuencia de trabajar con rizados de corriente más altos y a más frecuencia.

5.3.2.2 Tensión de entrada 5V

En este caso la capacidad de entrada viene determinada por la corriente eficaz que circula por los condensadores de entrada. Para la estabilidad del sistema una capacidad de 100μF es suficiente (sección 2.3.3), sin embargo es la corriente eficaz la que requiere 16 condensadores (cuatro por fase) de 10μF (10V, 1210 (tabla 2.4)) cuando

se tienen cuatro fases, necesitándose 18 (tres por fase) cuando se tienen seis fases y 50A de salida. Para el caso de seis fases pero con 70A de salida el número de condensadores necesario es de 24 (cuatro por fase).

Respecto de los interruptores no está claro cuál es la mejor opción, al igual que ocurría en el diseño con derivada de corriente de 5A/μs y tensión de entrada de 5V. En función de medidas experimentales, que se mostrarán más avanzada esta sección, se ha seleccionado un MOSFET de muy baja resistencia en conducción (FDS7766) tanto para el interruptor principal como para el Rectificador Síncrono.

Una vez diseñado y montado el convertidor se ha medido el rendimiento y las pérdidas del mismo para varias frecuencias de conmutación. En la tabla 5.14 se muestran el número de fases y las correspondientes frecuencias de conmutación que se han ensayado. También se muestra para cada caso el rizado de corriente por fase (en la bobina) y a la salida, después de la cancelación, así como la energía que han de almacenar el conjunto de las bobinas de todas las fases.

Tabla 5.14

CONVERTIDOR REDUCTOR MULTIFASE PARA UNA TENSIÓN DE ENTRADA DE 5V Y 20A/μs: NÚMERO DE FASES Y FRECUENCIAS DE CONMUTACIÓN ENSAYADAS.

Número de fases	Frecuencia de conmutación	Derivada de corriente	Rizado de corriente a la salida ΔI	Rizado de corriente en la bobina ΔI_L	Energía almacenada en las bobinas E_L
4	265kHz	22A/μs	5,7A	16,7A	160μJ
4	400kHz	22A/μs	3,8A	11A	119μJ
4	500kHz	22A/μs	2,9A	8,5A	106μJ
6	150kHz	21,5A/μs	4A	19A	268μJ
6	320kHz	21,5A/μs	1,9A	9,1A	137μJ
6	400kHz	21,5A/μs	1,5A	7,2A	118μJ

Para la solución de cuatro fases la frecuencia mínima necesaria para asegurar que el rizado de corriente a la salida sea inferior a 5A es alrededor de 265kHz. Para esta frecuencia de conmutación el rizado por fase es bastante grande, 16'7A, lo que implica almacenar bastante energía en las bobinas de salida. En la tabla 22 del anexo II se muestra el rendimiento y las pérdidas obtenidas para esta frecuencia. Dado lo alto del rizado de corriente por fase se producen bastantes pérdidas. Para reducir este rizado de corriente se ensaya con frecuencias de conmutación más altas, 400kHz y 500kHz, reduciendo el rizado de corriente a 11A por fase y 8'5A por fase,

respectivamente. En la tablas 23 y 24 del anexo II se muestran los resultados para estas frecuencias; gracias a la reducción del rizado de corriente las pérdidas se reducen algo, si bien no mucho porque también se ha aumentado la frecuencia de conmutación. Comparando los resultados se deduce que la frecuencia óptima para cuatro fases está alrededor de 400kHz, lo que supone un rizado por fase de 11A y un rizado a la salida de 4A. De este análisis también se puede concluir que para la solución de cuatro fases permitir rizados de corriente a la salida de 5A o incluso 10A no ayuda al convertidor, dado que la combinación óptima de frecuencia – rizado se produce para un rizado de salida más pequeño, alrededor de 4A.

Para la solución de seis fases se han ensayado tres frecuencias de conmutación, 150kHz, 320kHz y 400kHz, más altas que la mínima necesaria, obteniéndose rizados de corriente por fase de 19A, 9A y 7A respectivamente. En las tablas 25, 26 y 28 del anexo II se muestran los resultados obtenidos con cada una de estas frecuencias. Las pérdidas resultan más pequeñas con la frecuencia de 320kHz, gracias a la adecuada combinación de frecuencia y rizado por fase. Por lo tanto una frecuencia alrededor de 320kHz es más apropiada que la frecuencia mínima, 120kHz, dado que reduce las pérdidas, el rizado de salida y la energía almacenada en las bobinas de salida. Si se sube mucho la frecuencia, 400kHz, las pérdidas empiezan a subir de nuevo ya que la reducción de rizado empieza a pesar poco frente al valor medio de corriente y al mismo tiempo se está trabajando a frecuencias muy altas.

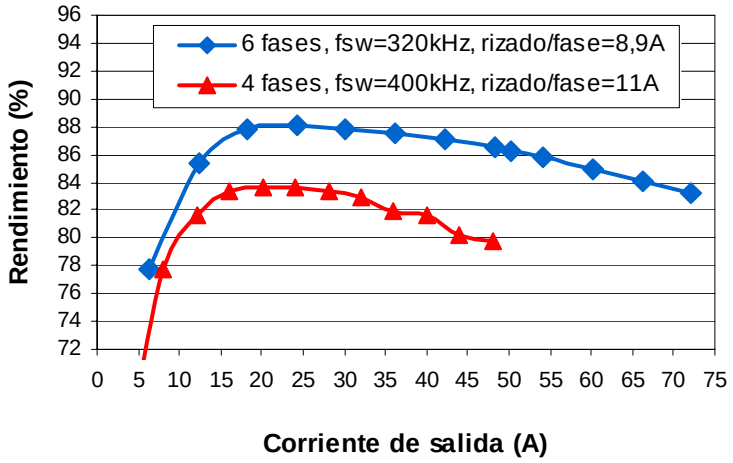
En la tabla 27 del anexo II se muestran las medidas de pérdidas cuando se utiliza como interruptor principal el Si4416 en vez del FDS7766. Comparando los resultados con los de la tabla 26 del anexo II se ve que al utilizar el MOSFET Si4416 se incrementan las pérdidas.

En la figura 5.13 se muestran el rendimiento y las pérdidas de las frecuencias seleccionadas para las soluciones de cuatro (400kHz) y seis fases (320kHz). Los resultados muestran cómo para 5V de entrada las pérdidas de conmutación empiezan a jugar un papel importante dado que, al poner seis fases en vez de cuatro, las pérdidas se reducen en un 40% (5W) gracias a la reducción de la frecuencia de conmutación y de la corriente en el instante de la conmutación.

A falta de estudiar el impacto en el tamaño y el coste, desde el punto de vista de las pérdidas subir de cuatro fases a seis fases resulta muy recomendable para soluciones de 5V de entrada y 20A/μs.

Reductor Multifase, V_E = 5V, 20A/µs

V_E = 5V	Inductancia (4 fases) = 180nH (Bobina B)
V_S = 1V	Inductancia (6 fases) = 280nH (Bobina C)
I_S =50A/70A	Interruptor principal: FDS7766
	Rectificador Síncrono: FDS7766



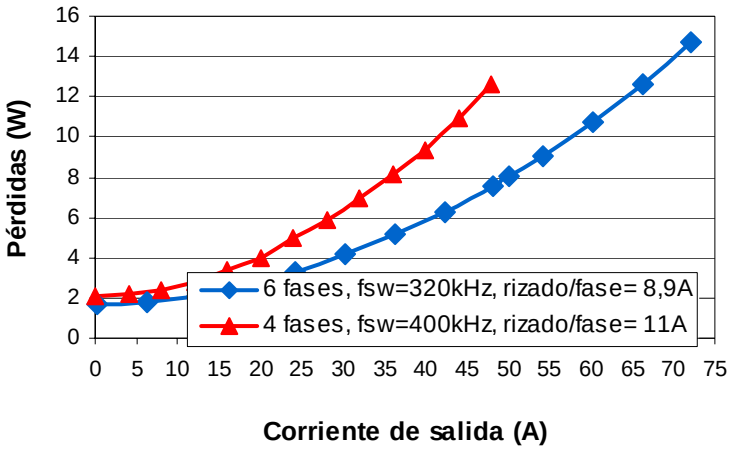


Figura 5.13. Medidas de rendimiento y pérdidas del Reductor Multifase V_E = 5V y 20A/µs para cuatro y seis fases.

Una vez seleccionada la frecuencia más adecuada para cada número de fases, se diseñan de nuevo las bobinas de salida para así tener un diseño más ajustado a cada

caso y poder de esta forma realizar la estimación de coste y tamaño. El procedimiento de diseño y los criterios son los mismos que se han expuesto en la sección 5.3.2.1 para las soluciones de 2V de entrada. Para las soluciones de *4-fases 50A* y *6-fases 50A* el núcleo seleccionado es el RM4LP, material 3F4, mientras que la solución *6-fases 70A* requiere de un núcleo más grande, RM5LP – 3F4, para mantener unas pérdidas similares a las de la bobina realmente ensayada.

Al igual que en los casos anteriores, para el circuito de control se ha considerado la solución de International Rectifier ([34]), basada en los circuitos IR3086 e IR3081.

En la tabla 5.15 se muestra el área que ocupa cada uno de los principales componentes del convertidor así como el área total. El área total se ha estimado incrementando en un 60% la suma del área de los componentes más relevantes. La altura de todos los diseños es la misma y viene dada por la altura del núcleo de la bobinas junto con la altura de los condensadores, resultando en una altura total de 8'6mm.

Al igual que ocurre para la tensión de entrada de 2V, al incrementar el número de fases de cuatro a seis, tabla 5.15, se produce un incremento de tamaño importante (34%).

Tabla 5.15

ESTIMACIÓN DE ÁREA PARA LOS DISEÑOS SELECCIONADOS PARA 5V DE ENTRADA: REDUCTOR MULTIFASE, 20A/μS (ALTURA DE CADA DISEÑO = 8,6mm)

Solución para 20A/μs	$C_{Entrada}$ (mm^2)	MOSFETs (mm^2)	Bobinas (mm^2)	C_{Salida} (mm^2)	CI de control (mm^2)	Área PCB (mm^2)
4-Reductor 5V, 50A	128	230	352	196	89	1.592
6-Reductor 5V, 50A	144	345	528	196	121	2.134
6-Reductor 5V, 70A	192	345	894	196	121	2.797

En la tabla 5.16 se muestra la estimación de coste del convertidor, siendo válidas las mismas consideraciones que se hicieron en las estimaciones de costes anteriores (tabla 5.9). El incrementar el número de fases también incrementa el coste de la solución, así por ejemplo la solución de *6-Reductor 5V, 50A* tiene un coste 5€ más alto (un 23% más cara) que el de la solución *4-Reductor 5V, 50A*.

Si para 2V de tensión de entrada y 50A de salida resultaba razonable la solución de *4 fases-Reductor*, al subir la tensión de entrada a 5V las pérdidas con cuatro fases han subido bastante, un 33% (3W) a 50A, lo que hace que esta solución sea menos interesante.

Tabla 5.16

ESTIMACIÓN DE COSTE PARA LOS DISEÑOS SELECCIONADOS PARA 5V DE ENTRADA: REDUCTOR MULTIFASE, 20A/μs.

Solución para 20A/μs	$C_{Entrada}$ (€)	MOSFETs (€)	Bobinas (€)	C_{Salida} (€)	CI de control (€)	PCB (€)	Coste Total (€)
4-Reductor 5V, 50A	1,6	1,6	2,9	9,3	5,9	1,2	22,5
6-Reductor 5V, 50A	1,8	2,4	4,4	9,3	8,1	1,6	27,6
6-Reductor 5V, 70A	2,4	2,4	4,4	9,3	8,1	2,0	28,6

Por otro lado, la solución de *6 fases-Reductor* reduce un 40% las pérdidas con un incremento de coste y de tamaño en torno al 25%. Por lo tanto, **para 5V de entrada, 50A de salida y 20A/μs la solución de seis fases empieza a presentarse como una alternativa interesante dada la importancia de las pérdidas de conmutación**, si bien el inconveniente del mayor coste y tamaño hará que dependiendo de la aplicación se plantee el uso de cuatro o seis fases.

En la tabla 5.17 se puede estudiar cuál es el precio que se ha pagado por incrementar la derivada de corriente de 5A/μs a 20A/μs para el *Reductor Multifase* con 5V de entrada.

Tabla 5.17

INFLUENCIA DE LA DERIVADA DE CORRIENTE PARA 5V DE ENTRADA: REDUCTOR MULTIFASE, 5A/μs Y 20A/μs.

	Solución	Pérdidas a 50A (W)	Área (mm^2)	Coste Total (€)
5A/μs	*4-Reductor 5V, 50A*	8,7	2.198	30,9
20A/μs	*4-Reductor 5V, 50A*	12,9	1.592	22,5
20A/μs	*6-Reductor 5V, 50A*	8	2.134	27,6

Comparando las soluciones de cuatro fases, el incremento de la derivada de corriente, de 5A/μs a 20A/μs, para 5V penaliza de forma importante las pérdidas (incremento del 48%, 4'2W a 50A) como consecuencia de que a 5V de entrada y 20A/μs las pérdidas de conmutación comienzan a ser importantes. Por otro lado, el tamaño se reduce en un 27% como consecuencia de que se necesita menos capacidad a la salida, de seis condensadores de tántalo de 680μF se pasa a tres. Además también se reduce el tamaño de las bobinas ya que la inductancia necesaria es menor. El coste también se reduce, un 27% (8€), gracias principalmente a la reducción de los condensadores de tántalo, de seis a tres, que son bastante caros. Sin embargo, la

reducción de tamaño y coste se ven contrarrestadas por un incremento importante de las pérdidas. **Dependiendo de la aplicación, habría que estudiar si este incremento de las pérdidas puede ser asumido y diseñar para 20A/µs con los consiguientes beneficios en tamaño y coste.**

En los casos en los que no se pueda asumir este incremento de pérdidas podría ser interesante plantearse la solución de seis fases y 20A/µs dado que, comparada con la de cuatro fases y 5A/µs, las dos presentan similares pérdidas y tamaño pero la solución de seis fases reduce el coste en un 11% (3'3€) gracias al menor número de condensadores de alta capacidad.

5.3.2.3 Tensión de entrada 12V

Al igual que para 5V de entrada, la capacidad de entrada viene determinada por la corriente eficaz que circula por los condensadores. Por respuesta dinámica, una capacidad de 10µF es suficiente (sección 2.3.3), sin embargo es la corriente eficaz la que requiere de 12 condensadores (3 por fase) de 4'2µF (16V, 1210, (tabla 2.4)) cuando se tienen cuatro fases, y dos por fase, que suman un total de 12, cuando se tienen seis fases y 50A de salida. Para el caso de seis fases pero con 70A de salida el número de condensadores necesario es de 18 (tres por fase).

Respecto de los interruptores, al igual que para 12V con derivada de corriente de 5A/µs, el interruptor principal debe ser rápido para reducir las pérdidas de conmutación. Por ello se ha seleccionado el Si4416 para el interruptor principal mientras que para el Rectificador Síncrono, que conduce casi todo el tiempo, se ha utilizado del FDS7766 de baja resistencia en conducción.

Una vez diseñado y montado el convertidor se ha medido el rendimiento y las pérdidas del mismo para varias frecuencias de conmutación. En la tabla 5.18 se muestran el número de fases y las correspondientes frecuencias de conmutación que se han ensayado. También se muestra para cada caso el rizado de corriente por fase (en la bobina) y a la salida, después de la cancelación, así como la energía que han de almacenar el conjunto de las bobinas de todas las fases.

En la solución de cuatro fases, para asegurar que el rizado de corriente a la salida es alrededor de 5A la frecuencia mínima necesaria es 650kHz. Para esta frecuencia de conmutación el rizado por fase es razonable, 7'8A, pero la frecuencia es muy alta. En la tabla 32 del anexo II se muestra el rendimiento y las pérdidas obtenidas para esta frecuencia. Dado que la frecuencia de conmutación es muy alta, se va a estudiar qué ocurre si se permite un rizado de corriente a la salida más alto, para lo cual se han

ensayado tres frecuencias, 220kHz, 350kHz y 450kHz que implican rizados a la salida de 17A, 11A y 8A respectivamente. En las tablas 29, 30 y 31 del anexo II se muestran los resultados medidos con cada una de estas frecuencias.

Tabla 5.18

CONVERTIDOR REDUCTOR MULTIFASE PARA UNA TENSIÓN DE ENTRADA DE 12V Y 20A/μs: NÚMERO DE FASES Y FRECUENCIAS DE CONMUTACIÓN ENSAYADAS.

Número de fases	Frecuencia de conmutación	Derivada de corriente	Rizado de corriente a la salida ΔI	Rizado de corriente en la bobina ΔI_L	Energía almacenada en las bobinas E_L
4	220kHz	22A/μs	17,5A	23A	208μJ
4	350kHz	22A/μs	11A	14,5A	142μJ
4	450kHz	22A/μs	8,4A	11A	120μJ
4	655kHz	22A/μs	5,9A	7,8A	98μJ
6	195kHz	21,5A/μs	10A	16,8A	235μJ
6	275kHz	21,5A/μs	7,1A	11,9A	171μJ
6	350kHz	21,5A/μs	5,6A	9,5A	143μJ
6	400kHz	21,5A/μs	4,9A	8,2A	129μJ

La frecuencia de 220kHz tiene un rizado por fase muy elevado, 23A, que da lugar a muchas pérdidas; por ejemplo, con 20A de salida las pérdidas con esta frecuencia son casi el doble de las que se tienen con las otras frecuencias. En la figura 5.14 se puede ver el rendimiento para 350kHz, 450kHz y 650kHz. Conmutando a 650kHz se obtiene el mejor rendimiento con baja carga, gracias al menor rizado de corriente; sin embargo, a plena carga las pérdidas con esta frecuencia aumentan mucho. Son las frecuencias de 350kHz y 450kHz las que presentan una relación frecuencia-rizado por fase más adecuada y optimizan el rendimiento del convertidor a plena carga. Estas dos frecuencias presentan un rendimiento muy similar a plena carga, sin embargo con baja carga la frecuencia de 450kHz permite reducir las pérdidas gracias a que tiene un menor rizado por fase. Por lo tanto es 450kHz la frecuencia seleccionada como óptima para la solución de cuatro fases dado que presenta el mejor rendimiento. Se ha de destacar el hecho de que debido a la importancia de las pérdidas por conmutación, ha sido necesario permitir a la salida un rizado mayor de 5A, siendo finalmente de 8'5A.

Al subir la tensión de entrada a 12V, las pérdidas de conmutación crecen de forma importante lo que reduce mucho el rendimiento. Como se puede ver en la figura 5.14, para la frecuencia óptima, 450kHz, el rendimiento es del 77% a 48A, lo que significa

que las pérdidas son alrededor de 14'5W. La combinación de alta tensión de entrada con alto rizado de corriente y/o alta frecuencia producen altas pérdidas **haciendo muy poco viable la solución *4-fases Reductor* para 12V de entrada y alta derivada de corriente, 20A/µs**.

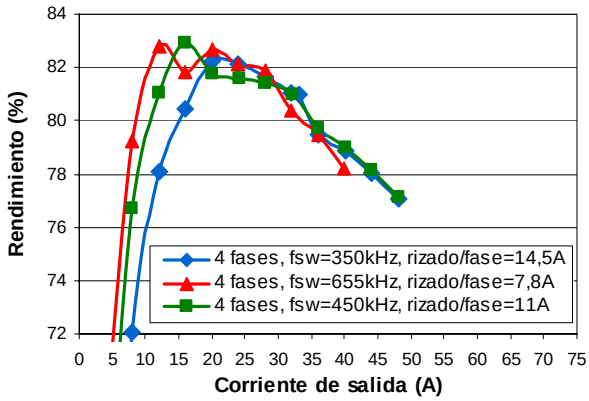


Figura 5.14. Medidas de rendimiento 4-fases Reductor
V_E = 12V y 20A/µs para diferentes frecuencias de conmutación.

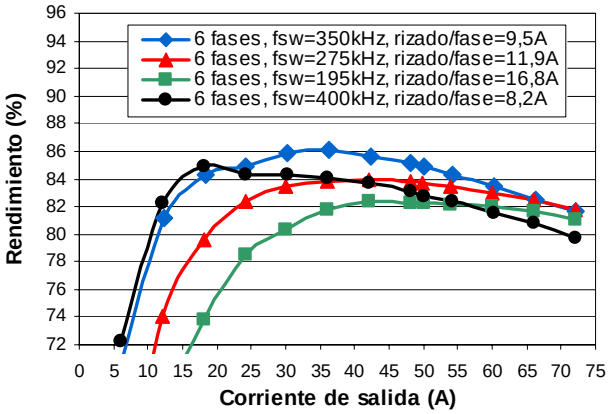


Figura 5.15. Medidas de rendimiento 6-fases Reductor
V_E = 12V y 20A/µs para diferentes frecuencias de conmutación.

Al igual que para 5V de entrada, subir de 4 fases a 6 fases ayudará a relajar el diseño dado que por un lado se reduce la corriente media por fase y por otro también se reduce la frecuencia necesaria para las mismas prestaciones dinámicas. De hecho,

para seis fases la mínima frecuencia necesaria para tener un rizado a la salida alrededor de 5A es 350kHz, frecuencia bastante más pequeña que la correspondiente a cuatro fases. En la tabla 35 del anexo II se muestran los resultados medidos a esta frecuencia. Se ha de hacer notar la importante reducción de pérdidas respecto de la solución con cuatro fases; esta reducción se analiza más en detalle un poco más avanzada esta sección.

Para estudiar cuál es la frecuencia de trabajo óptima se han ensayado otras tres frecuencias, 195kHz, 275kHz y 400kHz. Dos de estas frecuencias son más pequeñas que la mínima, lo que quiere decir que no se está limitando el rizado de salida a 5A, sino que se permite que sea tan alto como la combinación óptima de frecuencia-rizado requiera. En las tablas 33, 34 y 36 del anexo II se muestran los resultados obtenidos con estas tres frecuencias.

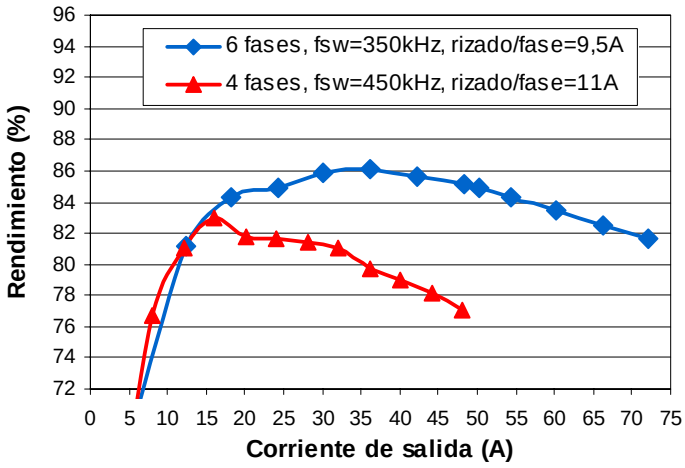
En la figura 5.15 se comparan los rendimientos medidos con seis fases y con las cuatro frecuencias consideradas. Se observa que para la frecuencia más pequeña el rizado por fase es muy alto y aumentan las pérdidas. Sin embargo, los rendimientos medidos con las frecuencias de 275kHz y 350kHz son muy parecidos a plena carga. Al subir la frecuencia a 400kHz el rendimiento vuelve a bajar. Moviéndonos alrededor de los 350kHz parece estar la frecuencia óptima, dado que es la que mejor rendimiento presenta en casi todo el rango de carga. Dado que la frecuencia de 350kHz permite reducir el rizado de corriente a la salida, conservando un rendimiento alto y reduciendo la energía procesada por las bobinas, es esta la frecuencia finalmente seleccionada para la solución de seis fases. Se ha de destacar que permitir un rizado de corriente a la salida más alto no ha favorecido las prestaciones del VRM, encontrándose la solución óptima alrededor del rizado de 5A.

En la figura 5.16 se muestran el rendimiento y las pérdidas de las frecuencias seleccionadas para las soluciones de cuatro (450kHz) y seis fases (350kHz). Los resultados muestran cómo para 12V de entrada las pérdidas de conmutación son muy importantes, dado que al poner seis fases en vez de cuatro las pérdidas se reducen en un 41% (6W) a 48A de salida. Al tener seis fases se reduce la frecuencia de conmutación y la corriente en el instante de la conmutación.

A falta de estudiar el impacto en el tamaño y el coste, en soluciones de 12V de entrada y 20A/μs resulta prácticamente obligatorio subir de cuatro fases a seis fases dado las altas pérdidas que tienen lugar con cuatro fases.

Reductor Multifase, V_E = 12V, 20A/µs

V_E = 12V	Inductancia (4 fases) = 180nH (Bobina B)
V_S = 1V	Inductancia (6 fases) = 280nH (Bobina C)
I_S =50A/70A	Interruptor principal: Si 4416
	Rectificador Síncrono: FDS7766



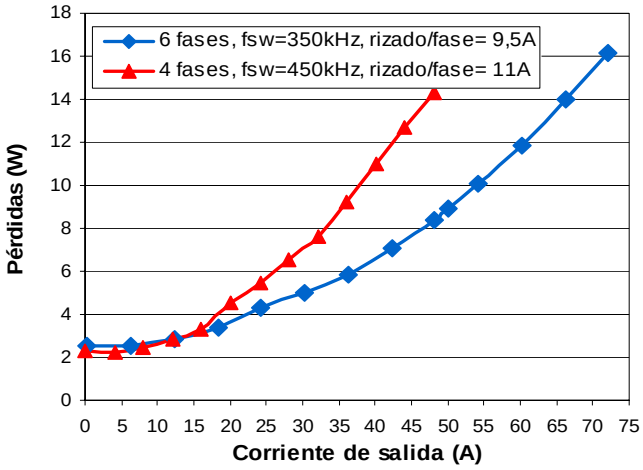


Figura 5.16. Medidas de rendimiento y pérdidas del Reductor Multifase V_E = 12V y 20A/µs para cuatro y seis fases.

Una vez seleccionada la frecuencia más adecuada para cada número de fases, se diseñan de nuevo las bobinas de salida para así tener un diseño más ajustado a cada

caso y poder de esta forma realizar la estimación de coste y tamaño. El procedimiento de diseño y los criterios son los mismos que se han expuesto en la sección 5.3.2.1 para las soluciones de 2V de entrada. Para las soluciones de *4-fases 50A* y *6-fases 50A* el núcleo seleccionado es el RM4LP, material 3F4, mientras que la solución *6-fases 70A* requiere un núcleo más grande, RM5LP – 3F4, para mantener unas pérdidas similares a las de la bobina realmente ensayada.

Al igual que en los casos anteriores, para el circuito de control se ha considerado la solución de International Rectifier ([34]), basada en los circuitos IR3086 e IR3081.

En la tabla 5.19 se muestra el área que ocupa cada uno de los principales componentes del convertidor así como el área total. El área total se ha estimado incrementando en un 60% la suma del área de los componentes más relevantes. La altura total es de 8'6mm, igual que en las soluciones de 2V y 5V.

El principal inconveniente de incrementar el número de fases de cuatro a seis, tabla 5.19, está en el incremento de tamaño, un 33%.

Tabla 5.19

ESTIMACIÓN DE ÁREA PARA LOS DISEÑOS SELECCIONADOS PARA 12V DE ENTRADA: REDUCTOR MULTIFASE, 20A/μs (ALTURA DE CADA DISEÑO = 8,6mm)

Solución para 20A/μs	$C_{Entrada}$ (mm^2)	MOSFETs (mm^2)	Bobinas (mm^2)	C_{Salida} (mm^2)	CI de control (mm^2)	Área PCB (mm^2)
4-Reductor 12V, 50A	96	230	352	196	89	1.541
6-Reductor 12V, 50A	96	345	528	196	121	2.058
6-Reductor 12V, 70A	144	345	894	196	121	2.720

En la tabla 5.20 se muestra la estimación de coste del convertidor, siendo válidas las mismas consideraciones que se hicieron en las estimaciones de costes anteriores (tabla 5.9). En este caso el coste de la solución *6-Reductor 12V, 50A* es alrededor de un 22% más alto (4'8€) que el de la solución *4-Reductor 12V, 50A*.

Tabla 5.20

ESTIMACIÓN DE COSTE PARA LOS DISEÑOS SELECCIONADOS PARA 12V DE ENTRADA: REDUCTOR MULTIFASE, 20A/μs.

Solución para 20A/μs	$C_{Entrada}$ (€)	MOSFETs (€)	Bobinas (€)	C_{Salida} (€)	CI de control (€)	PCB (€)	Coste Total (€)
4-Reductor 12V, 50A	1,2	1,6	2,9	9,3	5,9	1,2	22,1
6-Reductor 12V, 50A	1,2	2,4	4,4	9,3	8,1	1,5	26,9
6-Reductor 12V, 70A	1,8	2,4	4,4	9,3	8,1	1,9	27,9

Con 2V de tensión de entrada y 48A de salida en la solución de *4 fases-Reductor* se tienen unos 9'5W de pérdidas, pasando a 12'5W para 5V de entrada y a 14'4W al subir la tensión de entrada a 12V. Esta secuencia muestra cómo el incremento de la tensión de entrada afecta de forma importante a las prestaciones del convertidor, dada la importancia de las pérdidas de conmutación.

La solución de *4 fases-Reductor* presenta un ahorro importante, alrededor del 20%, en tamaño y coste respecto de la solución de seis fases. Sin embargo, las pérdidas que se producen con cuatro fases son muy altas y se debería estudiar si es necesario implementar algún tipo de refrigeración, pasiva o forzada, lo cual incrementaría el tamaño y el coste de la solución. Por lo tanto, **para 12V de entrada, 50A de salida y 20A/μs la solución de seis fases parece una alternativa más interesante pese al incremento en coste (22%) y tamaño (33%) que supone.** En realidad este incremento de tamaño y coste representa el precio a pagar en el VRM por mantener una tensión de distribución alta, 12V, junto con una rápida respuesta dinámica.

En la tabla 5.21 se puede estudiar cuál es la influencia de incrementar la derivada de corriente de 5A/μs a 20A/μs para las soluciones de 12V de entrada.

Tabla 5.21

INFLUENCIA DE LA DERIVADA DE CORRIENTE PARA 12V DE ENTRADA: REDUCTOR MULTIFASE, 5A/μS Y 20A/μS.

	Solución	Pérdidas @ 50A (W)	Área (mm^2)	Coste Total (€)
5A/μs	*4-Reductor 12V, 50A*	10	2.147	30,4
20A/μs	*4-Reductor 12V, 50A*	15	1.541	22,1
20A/μs	*6-Reductor 12V, 50A*	9	2.058	26,9

El incremento de la derivada de corriente, de 5A/μs a 20A/μs, para la solución de *4 fases-Reductor* y 12V, penaliza de forma muy importante las pérdidas (50%, alrededor de 5W a 50A) como consecuencia de trabajar con rizados de corriente más altos y a más frecuencia. Al igual que en otras tensiones de entrada la solución con derivada de corriente alta, 20A/μs, proporciona una reducción en el tamaño (28%) y en el coste (27%) respecto de la de 5A/μs.

Resulta muy interesante comparar la solución de cuatro fases y 5A/μs con la solución de seis fases y 20A/μs. Gracias a tener seis fases, las pérdidas de las dos soluciones son muy similares y razonables. Sin embargo, debido al menor tamaño de

los magnéticos y al menor número de condensadores de salida la solución de seis fases resulta similar en tamaño y un 12% (3'5€) más económica. **Por lo tanto, de entre las soluciones basadas en *Reductor Multifase,* la solución de *6 fases- Reductor- 20A/μs* parece muy apropiada para convertidores de 12V de entrada, 50A de salida.**

5.3.2.4 Tensión de entrada 24V

La solución de cuatro fases no se ha considerado dado que ya a 12V de entrada presentaba muchas pérdidas y para 24V será aún peor. Así por ejemplo, para un rizado máximo a la salida de 6A se necesitaría una frecuencia de 800kHz y si se permitiese un mayor rizado de salida, 10A, la frecuencia sería de 450kHz. Como se vio para 12V, permitir un mayor rizado de salida no reducía las pérdidas de la solución de cuatro fases ya que se combinaba alta frecuencia con un rizado de corriente por fase muy alto.

Subir de 4 fases a 6 fases ayudará a relajar el diseño, dado que por un lado se reduce la corriente media por fase y por otro también se reduce la frecuencia necesaria para las mismas prestaciones dinámicas. Es por este motivo por el que en principio sólo se han considerado soluciones basadas en seis fases. Los resultados experimentales corroboraron a posteriori que la solución de cuatro fases se puede descartar dado los problemas de rendimiento que presenta incluso la de seis fases.

Al igual que en los casos anteriores, la capacidad de entrada viene determinada por la corriente eficaz que circula por los condensadores. Por respuesta dinámica, una capacidad de 1μF es suficiente (sección 2.3.3), sin embargo es la corriente eficaz la que requiere de 12 condensadores (2 por fase) de 2'2μF (35V, 1210) cuando se tienen tanto 50A como 70A de salida y seis fases.

Dada la alta tensión de entrada, 24V, las pérdidas de conmutación son muy importantes y, de igual forma que para 12V, el interruptor principal debe ser rápido. Aumentar la resistencia en conducción de este interruptor para que presente menos pérdidas de conmutación es beneficioso dado que este interruptor conduce por muy poco tiempo, 5% de ciclo de trabajo. Por ello se ha seleccionado el MOSFET Si4416 para el interruptor principal mientras que para el Rectificador Síncrono, que conduce casi todo el tiempo, se ha utilizado el FDS7766 de baja resistencia en conducción.

Una vez diseñado y montado el convertidor se ha medido el rendimiento y las pérdidas del mismo para varias frecuencias de conmutación. En la tabla 5.22 se muestran el número de fases y las correspondientes frecuencias de conmutación que se han ensayado. También se muestra para cada caso el rizado de corriente por fase (en la

bobina) y a la salida, después de la cancelación, así como la energía que han de almacenar el conjunto de las bobinas de todas las fases.

Tabla 5.22

CONVERTIDOR REDUCTOR MULTIFASE PARA UNA TENSIÓN DE ENTRADA DE 24V Y 20A/μs: NÚMERO DE FASES Y FRECUENCIAS DE CONMUTACIÓN ENSAYADAS.

Número de fases	Frecuencia de conmutación	Derivada de corriente	Rizado de corriente a la salida ΔI	Rizado de corriente en la bobina ΔI_L	Energía almacenada en las bobinas E_L
6	150kHz	21,5A/μs	18A	22,3A	326μJ
6	200kHz	21,5A/μs	13,8A	17,1A	239μJ
6	270kHz	21,5A/μs	10A	12,6A	181μJ
6	540kHz	21,5A/μs	5,1A	6,3A	111μJ

Para seis fases la mínima frecuencia necesaria para tener un rizado a la salida alrededor de 5A es 540kHz, frecuencia todavía alta pero bastante más pequeña que la correspondiente a cuatro fases. En la tabla 40 del anexo II se muestran los resultados medidos a esta frecuencia. Como se ve las pérdidas son muy grandes debido a la combinación de alta frecuencia con alta tensión de entrada, a 42A de salida ya se tienen casi 18W de pérdidas que se corresponde con un rendimiento del 70%.

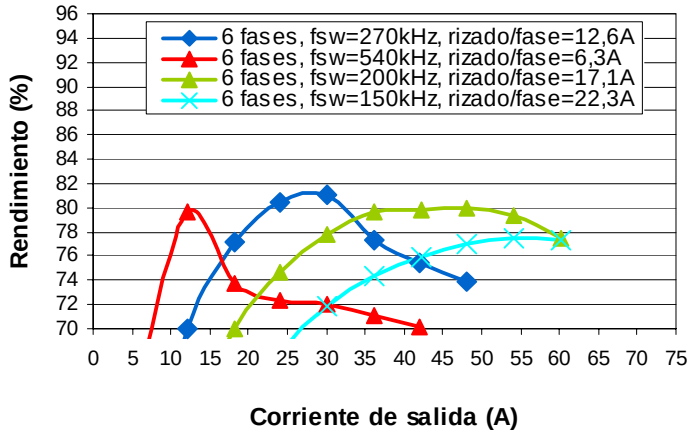
Para reducir las pérdidas se va a permitir que el rizado de salida sea tan alto como la combinación óptima de frecuencia-rizado requiera. Para ello se han ensayado tres frecuencias más pequeñas que la mínima, 150kHz, 200kHz y 270kHz. En las tablas 37, 38 y 39 del anexo II se muestran los resultados obtenidos con cada una de estas frecuencias.

En la figura 5.17 se comparan los rendimientos y las pérdidas medidas con cada una de las cuatro frecuencias consideradas. Se observa que al reducir la frecuencia se han reducido las pérdidas a plena carga. A medida que se va reduciendo la frecuencia va aumentando el rizado de corriente por fase, lo que provoca un aumento de pérdidas con baja carga. Para la frecuencia de 150kHz el rizado por fase es muy alto, 23A, lo cual produce unas pérdidas muy elevadas con baja carga; así, por ejemplo, en vacío las pérdidas son casi 12W. Alrededor de 200kHz parece estar la frecuencia óptima pese a que en vacío presenta aún altas pérdidas (8W). Si se sube la frecuencia a 270kHz las pérdidas a plena carga suben mucho.

En este caso, el permitir un rizado de corriente a la salida más alto que 5A sí que ha favorecido el diseño del VRM, encontrándose la solución óptima alrededor de 14A.

Reductor Multifase, V_E = 24V, 20A/µs

V_E = 24V	Inductancia (6 fases) = 280nH (Bobina C)
V_S = 1V	Interruptor principal: Si 4416
I_S =50A/60A	Rectificador Síncrono: FDS7766



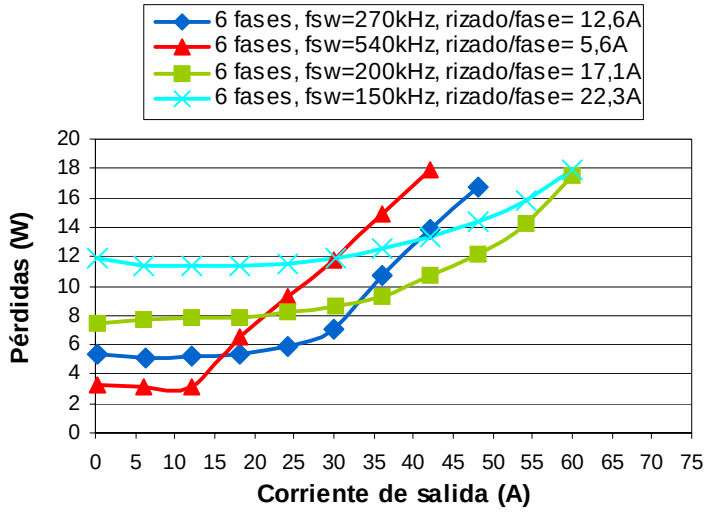


Figura 5.17. Medidas de rendimiento y pérdidas del Reductor Multifase V_E = 24V y 20A/µs para seis fases.

En cualquier caso, estos resultados ya muestran que 24V de entrada es una tensión muy alta para un Reductor Multifase con 1V en la salida, dando lugar a

diseños con muchas pérdidas a plena carga y con rizados de corriente muy altos que penalizan también las pérdidas con baja carga.

Para poder comparar con otras soluciones, el diseño seleccionado para la tensión de entrada de 24V es el de frecuencia de conmutación de 200kHz.

Una vez seleccionada la frecuencia más adecuada se diseñan de nuevo las bobinas de salida para así tener un diseño más ajustado y poder de esta forma realizar la estimación de coste y tamaño. El procedimiento de diseño y los criterios son los mismos que en los casos anteriores. En este caso, dado el alto rizado de la corriente por cada fase, 17A, el diseño de la bobina en un núcleo RM4LP está muy apurado incluso para 50A de salida y es necesario incrementar el tamaño a un núcleo RM5LP – 3F4. Con este núcleo se obtienen unas pérdidas (200mW, estimadas con la herramienta PEmag) más razonables y similares a las que se tienen con la bobina realmente ensayada, *Bobina C*. Por lo tanto, para el diseño de 50A y para el de 70A de salida se va a utilizar la misma bobina: RM5LP – 3F4.

Al igual que en los casos anteriores, para el circuito de control se ha considerado la solución de International Rectifier ([34]), basada en los circuitos IR3086 e IR3081.

Tabla 5.23

ESTIMACIÓN DE ÁREA DEL DISEÑO SELECCIONADO PARA 24V DE ENTRADA: REDUCTOR MULTIFASE, 20A/μS (ALTURA = 8'6mm)

Solución para 20A/μs	$C_{Entrada}$ (mm^2)	MOSFETs (mm^2)	Bobinas (mm^2)	C_{Salida} (mm^2)	CI de control (mm^2)	Área PCB (mm^2)
6-Reductor 24V, 50A y 70A	96	345	894	196	121	2.643

En este caso se da la circunstancia de que el diseño del convertidor de 70A y el de 50A resultan idénticos, por lo que el tamaño y el coste van a ser los mismos. Los únicos elementos que podrían variar son los condensadores de entrada y las bobinas, sin embargo y por circunstancias del diseño, el incremento de corriente de 50A a 70A no ha sido suficiente para incrementar el tamaño de alguno de estos elementos.

En la tabla 5.23 se muestra el área que ocupa cada uno de los principales componentes del convertidor así como el área total. El área total se ha estimado incrementando en un 60% la suma del área de los componentes más relevantes. La altura total es igual a la que se tiene con otras tensiones de entrada, 8'6mm.

En la tabla 5.24 se muestra la estimación de coste del convertidor, siendo válidas las mismas consideraciones que se hicieron en las estimaciones de costes anteriores (tabla 5.9).

Tabla 5.24
ESTIMACIÓN DE COSTE DEL DISEÑO SELECCIONADO PARA 24V DE ENTRADA: REDUCTOR MULTIFASE, 20A/μs.

Solución para 20A/μs	$C_{Entrada}$ (€)	MOSFETs (€)	Bobinas (€)	C_{Salida} (€)	CI de control (€)	PCB (€)	Coste Total (€)
6-Reductor 24V, 50A y 70A	1,2	2,4	4,4	9,3	8,1	1,9	27,3

A medida que se ha ido subiendo la tensión de entrada han ido creciendo las pérdidas. Para 24V de entrada ha sido necesario subir el número de fases a seis y así poder tener unas pérdidas más razonables. Pese a ello, si comparamos esta solución con la solución de seis fases y 12V de entrada, se observan dos penalizaciones muy importantes por trabajar con 24V. La primera son las pérdidas, incrementándose en un 44% (3'7W) a 50A de salida. La segunda penalización está en el tamaño ya que, debido a que la frecuencia óptima permite un mayor rizado de corriente, se incrementa el tamaño de las bobinas lo que supone un incremento en el tamaño del convertidor del 28%. Sólo desde el punto de vista de los costes las dos soluciones son muy parecidas.

En la tabla 5.25 se puede estudiar cuál es la influencia de incrementar la derivada de corriente de 5A/μs a 20A/μs para las soluciones de 24V de entrada.

Incrementar la derivada de corriente, de 5A/μs a 20A/μs, ha supuesto incrementar el número de fases de cuatro a seis para así poder contener las pérdidas. De hecho, ambas soluciones tienen unas pérdidas muy similares y también el tamaño resulta ser muy parecido ya que, al aumentar el número de fases a seis, desaparece la ventaja de tener unos elementos reactivos por fase (bobinas y condensadores) más pequeños. La única variable que se ve sensiblemente reducida al aumentar la derivada de corriente es el coste, reduciéndose en un 10% gracias a que se necesitan un menor número de condensadores de salida. Por lo tanto, así como para otras tensiones de entrada (5V, 12V) subir la derivada de corriente permite reducir el tamaño y el coste del convertidor, esta ventaja se pierde con 24V dado que el diseño del *Reductor Multifase* está muy al límite y es necesario subir el número de fases para subir la derivada de corriente.

También es importante destacar que la solución de 20A/µs tiene un rizado de corriente a la salida muy alto (14A) mientras que la solución de 5A/µs tiene un rizado más pequeño (8'6A). Este mayor rizado de corriente requeriría más condensadores cerámicos en la salida de la solución de 20A/µs.

Tabla 5.25

INFLUENCIA DE LA DERIVADA DE CORRIENTE PARA 24V DE ENTRADA: REDUCTOR MULTIFASE, 5A/µS Y 20A/µS.

	Solución	Pérdidas @ 50A (W)	Área (mm^2)	Coste Total (€)
5A/µs	*4-Reductor 24V, 50A*	13,4	2.563	30,3
20A/µs	*6-Reductor 24V, 50A*	12,7	2.643	27,3

5.3.2.5 Influencia de la tensión de entrada con 20A/µs

En esta sección se van a comparar los resultados obtenidos para cada uno de los diseños anteriores para así poder analizar cuál es la influencia de la tensión de entrada en la topología *Reductor Multifase* cuando ha de suministrar muy baja tensión de entrada, 1V, alta corriente de carga, 50A ó 70A, y rápida respuesta dinámica, 20A/µs. También se va analizar cómo varía la influencia de la tensión de entrada según se incrementa la derivada de corriente que puede proporcionar el convertidor.

En la tabla 5.26 se muestra la frecuencia óptima así como el rizado de corriente por fase y el de la salida que se tiene para cada solución Multifase. Recuérdese que esta selección se ha hecho en función de la relación frecuencia – rizado de corriente que minimiza las pérdidas.

También se ha de recordar que en principio se ha realizado el diseño de cada solución para que el rizado de corriente a la salida fuese como máximo 5A. Muchas de las soluciones cumplen este criterio, pero a aquellas que estaban más apuradas en pérdidas se les ha permitido tener un rizado más grande, eligiendo aquel valor que permitiese minimizar las pérdidas. Dos son las soluciones que han encontrado su punto de mínimas pérdidas para un rizado a la salida mayor de 5A: una es la solución *4-Reductor, 12V* que ha encontrado su óptimo para un rizado a la salida de 8'4A y la otra es la solución *6-Reductor, 24V* que ha requerido un rizado mucho más alto, 14A.

Estas dos soluciones, que tienen alta tensión de entrada, han encontrado su óptimo para rizados de corriente mayores que 5A debido a la importancia de las pérdidas de conmutación junto con la pequeña cancelación de rizado que se produce. Al ser la

tensión de entrada alta, el ciclo de trabajo está muy descentrado lo que lleva a necesitar de altas frecuencias de conmutación y/o mayor número de fases para cumplir un cierto rizado de corriente a la salida. Así la solución de cuatro fases y 12V requiere de una frecuencia alrededor de 650kHz y en la solución de seis fases y 24V la frecuencia ha de ser 550kHz para limitar el rizado de salida a 5A. Estas frecuencias tan altas junto con las altas tensiones de entrada hacen que las pérdidas de conmutación sean muy importantes y el convertidor encuentre el mínimo de pérdidas a frecuencias más bajas pese a que el rizado por fase crezca.

Las soluciones que tienen un rizado de corriente a la salida mayor de 5A requerirían un mayor número de condensadores cerámicos a la salida para cumplir la especificación de rizado de la tensión de salida. Si bien es verdad que no se ha tenido en cuenta este hecho, el incremento en tamaño y en coste no debería ser muy significativo.

Tabla 5.26

RESUMEN DE LA RELACIÓN "FRECUENCIA-RIZADO DE CORRIENTE" ÓPTIMA QUE HA SIDO SELECCIONADA PARA CADA SOLUCIÓN

Solución para 20A/μs	Frecuencia óptima	Rizado de corriente a la salida ΔI	Rizado de corriente en la bobina ΔI_L
4 fases Reductor, V_E = 2V	310kHz	1,5A	9A
4 fases Reductor, V_E = 5V	400kHz	3,8A	11A
4 fases Reductor, V_E = 12V	450kHz	8,4A	11A
6 fases Reductor, V_E = 2V	220kHz	1,2A	8,3A
6 fases Reductor, V_E = 5V	320kHz	1,9A	9,1A
6 fases Reductor, V_E = 12V	350kHz	5,6A	9,5A
6 fases Reductor, V_E = 24V	200kHz	13,8A	17,1A

En aplicaciones de *Escalado Dinámico de Tensión* ([139] - [146]) es importante no sólo tener una derivada de corriente grande sino también es importante tener una capacidad en la salida lo más pequeña posible para así poder cambiar la tensión de salida lo más rápidamente posible. En este tipo de aplicaciones aquellas soluciones con rizados de corriente más pequeños son más apropiadas, dado que requieren menos capacidad para mantener el rizado de tensión y por tanto son capaces de cambiar más rápidamente su tensión a la salida.

Para las cargas consideradas, 50A y 70A, y el número de fases considerado, 4 y 6 fases, la corriente por fase es 8'3A para las soluciones de 6 fases y 50A de carga y

12'5A para las soluciones de 4 fases-50A y 6 fases-70A. Es interesante observar que la frecuencia óptima, de mínimas pérdidas, se ha encontrado en todos los casos para un rizado de corriente por fase alrededor de 10A, próximo al valor medio de corriente por fase. Existe una excepción para la tensión de entrada de 24V, que debido a la importancia de las pérdidas de conmutación, ha conducido a un rizado por fase más alto. Para las soluciones de 5A/µs (ver tabla 5.7) la frecuencia óptima se encuentra para un rizado por fase alrededor de 6A. De nuevo en este caso existe una excepción para 24V de entrada que también necesitó de un rizado por fase más alto.

La solución de 2V se ha considerado como punto de referencia dado que, desde el punto de vista del VRM, una tensión de entrada que sea el doble de la de salida permite centrar el ciclo de trabajo, optimizando la cancelación de rizado y reduciendo las pérdidas de conmutación gracias a la baja tensión de entrada. El gran problema de esta solución está en las pérdidas de distribución así como en la estabilidad del sistema. Este problema de la estabilidad se manifiesta en el convertidor através de la alta capacidad de entrada que se necesita, lo que incrementa el coste de las soluciones basadas en 2V de entrada.

En la tabla 5.27 se resumen las principales características de las soluciones consideradas para 20A/µs y 50A de salida. Al igual que ocurre para 5A/µs, a medida que va subiendo la tensión de entrada van aumentando las pérdidas. Sin embargo en este caso, al tener una derivada de corriente más grande, los rizados de corriente y/o la frecuencia de conmutación son más altos lo que conduce a que las pérdidas de conmutación sean más significativas y por tanto el aumento de la tensión de entrada tenga un mayor efecto en el rendimiento del convertidor. En este sentido se pueden comparar las curvas de rendimiento obtenidas para 5A/µs (figura 5.11) y las obtenidas con las soluciones de cuatro fases para 20A/µs (figura 5.18).

Un primer impacto del aumento de las pérdidas por conmutación al incrementar la derivada de corriente está en la solución más apropiada para distribuir con 12V. Como se vio, para 5A/µs la solución *4-Reductor 12V* es muy razonable, sin embargo para 20A/µs esta solución tiene demasiadas pérdidas y por tanto un rendimiento muy bajo (76'5%) que hacen que esta solución no sea muy aconsejable. **Las altas pérdidas de conmutación al trabajar con 12V y 20A/µs llevan a subir el número de fases a seis**. Al incrementar el número de fases se puede trabajar a más baja frecuencia y con rizados de corriente más razonables que suben el rendimiento del convertidor a casi 85%, reduciendo las pérdidas en un 42%. Evidentemente el subir el número de fases de cuatro a seis aumenta el tamaño del convertidor (33%) y su coste (22%), si bien es

verdad que en estas estimaciones no se ha tenido en cuenta el disipador de calor que sería necesario poner a la solución *4-Reductor 12V* para alcanzar las mismas condiciones térmicas que en la solución *6-Reductor 12V*. **Por lo tanto, para 20A/μs y 50A, al ir subiendo la tensión de entrada nos encontramos con importantes problemas de pérdidas con 12V, que hacen recomendable subir el número de fases de cuatro a seis.**

El siguiente paso es subir a 24V de entrada. En este caso la solución de cuatro fases no se ha considerado dado que, si para 12V se tenían muchas pérdidas, para 24V sería aún peor. Por lo tanto, directamente se ha considerado la solución de seis fases: *6-Reductor, 24V*. Esta solución muestra a plena carga (50A) un rendimiento más aceptable, casi 80%, que la solución *4-Reductor 12V*. Sin embargo, para alcanzar los 50A ha sido necesario ir a una solución de muy alto rizado que tiene dos inconvenientes muy importantes: un aumento del tamaño y unas pérdidas muy elevadas con baja carga. Como se puede ver en la curva de pérdidas de la figura 5.18, las pérdidas de esta solución son superiores a 7W en todo el rango de carga

Tabla 5.27

COMPARACIÓN DE DIFERENTES SOLUCIONES REDUCTOR MULTIFASE PARA 20A/μS Y 50A

	Solución	Rizado de corriente a la salida (A)	Pérdidas (W) / Rendimiento (%) @ 50A	Área (mm^2)	Coste Total (€)
20A/μs	*4-Reductor 2V, 50A*	1,5A	10W / 83%	1.603	28,7
	4-Reductor 5V, 50A	3,8A	12,9W / 79,5%	1.592	22,5
	4-Reductor 12V, 50A	8,4A	15,3W / 76,6%	1.541	22,1
	6-Reductor 12V, 50A	5,6A	8,9W / 84,8%	2.058	26,9
	6-Reductor 24V, 50A	13,8A	12,7W / 79,7%	2.643	27,3

Comparando la solución *6-Reductor 24V* con la solución *6-Reductor 12V*, el coste de ambas es parecido pero el subir a 24V de tensión de entrada supone un incremento de tamaño del 28% y un incremento de las pérdidas a plena carga del 42%. Estos datos, junto con las altas pérdidas en todo el rango de carga así como el alto rizado de corriente a la salida (14A), hacen que esta solución de 24V sea muy poco recomendable para proporcionar 1V, 50A y 20A/μs. Incrementar en número de fases ayudaría a reducir las pérdidas pero supondría un aumento de coste y tamaño, para la tecnología considerada. Si el incremento del número de fases permitiese un cambio de tecnología, habría que analizar qué ocurre con el coste y el tamaño de la solución de más fases.

De las soluciones *Reductor Multifase* analizadas (tabla 5.27) para 1V, 50A y 20A/µs **la solución más razonable a la vista de los resultados sería *6-Reductor 12V*. Además no parece muy viable conseguir una solución aceptable en términos de pérdidas, tamaño y coste para poder distribuir con 24V.**

Influencia de la tensión de entrada:
Multifase Reductor, 20A/µs, V_S = 1V, I_S =50A

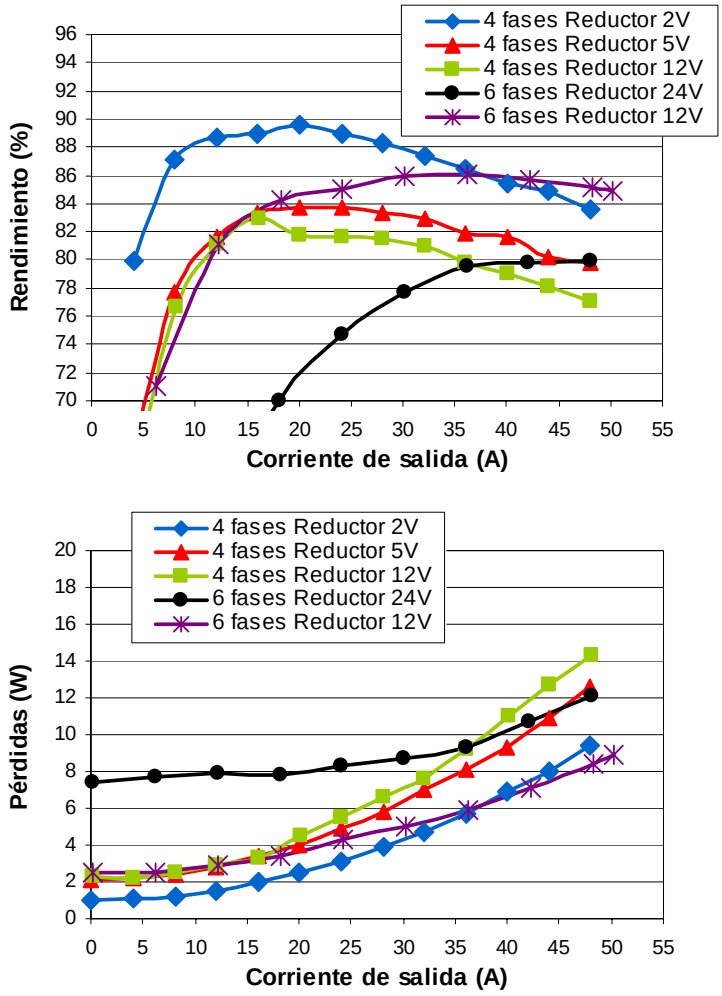


Figura 5.18. Comparación de las medidas de rendimiento y pérdidas de las soluciones Multifase Reductor consideradas para 20A/µs y 50A.

La solución de 5V de entrada con cuatro fases es un 16% más económica (4'5€ menos) y un 22% más pequeña que la solución 6 fases – Reductor, 12V si bien es verdad que está penalizada en pérdidas; las pérdidas son un 45% más altas.

En la tabla 5.28 se muestran las soluciones *Reductor Multifase* consideradas para 20A/µs y 70A. Al subir la carga a 70A se hacen necesarias seis fases en todos los casos. Igual que en los casos anteriores, al ir subiendo la tensión de entrada van subiendo las pérdidas (figura 5.19).

Hasta 12V de entrada las pérdidas son razonables, pero subir a 24V resulta todavía más problemático que antes ya que el rendimiento del convertidor cae rápidamente al aumentar la corriente de salida.

Tabla 5.28

COMPARACIÓN DE DIFERENTES SOLUCIONES REDUCTOR MULTIFASE PARA 20A/µS Y 70A

	Solución	Rizado de corriente a la salida (A)	Pérdidas (W) / Rendimiento (%) @ 70A	Área (mm^2)	Coste Total (€)
20A/µs	*6-Reductor 2V, 70A*	1,2A	11,7W / 85,7%	2.705	33,9
	6-Reductor 5V, 70A	1,9A	13,9W / 83,4%	2.797	28,6
	6-Reductor 12V, 70A	5,6A	15,5W / 81,9%	2.720	27,9
	6-Reductor 24V, 70A	13,8A	24W / 74,2%	2.643	27,3

En tamaño todas las soluciones son muy parecidas. En coste, a excepción de la tensión de 2V que es más cara por los condensadores de entrada, el resto de las soluciones son muy parecidas.

La solución de *6-Reductor 5V* es muy parecida en coste y tamaño a la solución *6-Reductor 12V* y además reduce las pérdidas; si bien es verdad que distribuir con 12V es más interesante que con 5V, dependiendo del sistema habría que comparar las dos opciones en más detalle.

El precio, en pérdidas, que se paga por subir la tensión a 12V es aceptable, **siendo las soluciones de *6-Reductor 5V* y *6-Reductor 12V* las más apropiadas. De nuevo, subir a 24V resulta muy complicado y sería necesario plantearse soluciones con mayor número de fases.**

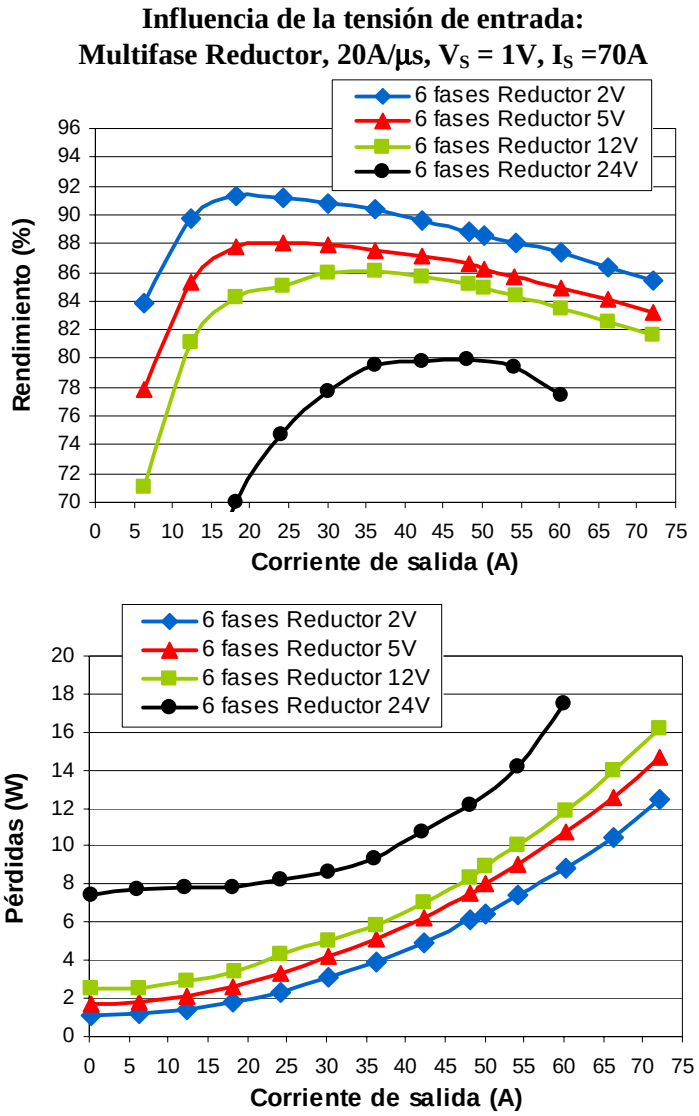


Figura 5.19. Comparación de las medidas de rendimiento y pérdidas de las soluciones Multifase Reductor consideradas para 20A/µs y 70A.

5.4 Aplicabilidad del convertidor Medio Puente Multifase

Los convertidores que tienen relación de transformación cuentan con una característica muy importante y es que se puede centrar el ciclo de trabajo. Desde el punto de vista de un convertidor Multifase, trabajar con el ciclo de trabajo centrado supone dos interesantes ventajas: 1) mayor aprovechamiento de la cancelación de rizados y 2) la tensión de entrada a la etapa rectificadora es el doble de la de salida y, como se ha visto en la sección anterior (5.3), se reducen en gran medida las pérdidas por conmutación, optimizando el convertidor.

Lo que en un *Reductor Multifase* es la tensión de entrada, en un convertidor con relación de transformación, como el Medio Puente, equivale a la tensión del devanado secundario. Por lo tanto, los convertidores con relación de transformación permiten optimizar la etapa rectificadora de secundario, dado que en los *Rectificadores Síncronos* conviven las altas corrientes de salida con una tensión de entrada muy baja. Además de poseer la principal ventaja de un Reductor Multifase alimentado al doble de la tensión de salida (2V), se evita su principal inconveniente, distribuir con muy baja tensión, lo que supone problemas de estabilidad del sistema y pérdidas de distribución. Al contar con la relación de transformación, la tensión de entrada al convertidor se puede hacer tan grande como interese. Por supuesto, se está introduciendo en la topología un transformador e interruptores adicionales.

El **principal objetivo** del análisis que se va a hacer a continuación es precisamente **valorar en términos de tamaño, coste y rendimiento si compensa incrementar la complejidad de la topología y así poder introducir una relación de vueltas o si por el contrario prevalece el uso de una topología sencilla como es el *Reductor***. De entre las topologías que gobiernan simétricamente el transformador (capítulo 4) se ha elegido el convertidor Medio Puente por su simplicidad así como por su capacidad de evitar la saturación del transformador ante posibles desequilibrios en los transitorios de carga (apartado 4.2).

Como ya se ha visto en el Reductor Multifase, el rizado de corriente por fase afecta de forma muy importante a las prestaciones del convertidor, siendo una tarea muy importante determinar, también en el Medio Puente Multifase, cuál es la pareja óptima de frecuencia de conmutación y rizado de corriente por fase.

Por otro lado, dado que el convertidor Medio Puente permite optimizar la etapa rectificadora de secundario, la corriente por fase podrá ser mayor que la que puede suministrar un convertidor Reductor con la misma tensión de entrada (12V, 24V).

Teniendo en cuenta estos dos parámetros, **respuesta dinámica** y **amperios por fase**, se han considerado dos y tres fases. En este punto conviene recordar que la corriente de salida del convertidor es de 50A y en aquellos casos que se tenga mayor número de fases también se consideran 70A.

Para el número de fases y corriente de salida considerados, la corriente por fase resulta ser 25A o menor. En función del estudio que ser realizó en la sección 4.2, no está claro cuál es el rectificador más apropiado para la etapa de salida, Rectificador de Doble Onda con Toma Media o Rectificador Doblador de Corriente, ya que la corriente por fase no es ni muy alta ni muy baja. Por otro lado, al estar usando varias fases, se va a aprovechar la cancelación de rizados y por tanto el rizado de corriente por fase será bastante grande, entre 10A y 20A, lo que supone que la relación entre el rizado de corriente y la corriente por fase ($\Delta I/I_S$) va a ser bastante alta. Como se concluyó en la sección 4.3, una relación $\Delta I/I_S$ alta (alrededor de ½ o mayor) favorece al Rectificador con Toma Media siempre y cuando la corriente por fase no sea demasiado alta.

Como al usar dos o tres fases la corriente por fase será 25A o menor y la relación $\Delta I/I_S$ es bastante alta y se ha seleccionado para este análisis el **Rectificador con Toma Media**. Se debe decir que, dado que la corriente por fase está cerca del límite de lo que puede ser razonable para este Rectificador, cabría hacer un estudio más detallado, como se hizo con los ejemplos considerados en la sección 4.3, para confirmar esta decisión. En cualquier caso, no se esperan grandes diferencias entre un Rectificador y otro por lo que no se deberían ver afectadas las conclusiones fundamentales del estudio que se hace en esta sección.

Al igual que en el Reductor Multifase, se han considerado las mismas derivadas de corriente 5A/μs y 20A/μs. En este caso únicamente se ha considerado una tensión de entrada que es 24V.

5.4.1 DISEÑO DEL MEDIO PUENTE: 5A/μS Y 20A/μS

Cada convertidor *Medio Puente* que va a ser entrelazado, formando parte de la solución Multifase, se va a diseñar para una corriente de salida máxima de 25A; de esta forma cada fase podrá proporcionar los 25A previstos.

En esta sección se van a diseñar aquellos elementos que sean independientes o prácticamente no se vean afectados por la derivada de corriente para la que es diseñado el convertidor. Por lo tanto, las decisiones de diseño serán válidas tanto para las soluciones de 5A/μs como para las de 20A/μs.

Los elementos del filtro de salida (bobina y condensador) son los que se ven realmente afectados por la derivada de corriente. El diseño de estos elementos se comenta en la sección correspondiente a cada una de las derivadas de corriente.

Para centrar el ciclo de trabajo, la relación de transformación del Medio Puente ha de ser 6:1:1, siendo la tensión de entrada 24V y la de salida 1V. Con esta relación de transformación se ha diseñado el transformador, integrado en la PCB de 10 capas. El núcleo seleccionado es un RM5LP. El número de vueltas de primario es seis, ocupando 3 capas de la PCB. Cada secundario tiene una vuelta, poniendo tres capas de la PCB en paralelo para cada uno de ellos. Entre las diferentes capas de cada devanado se han aplicado técnicas de entrelazado para optimizar el acoplamiento del mismo.

La capacidad de entrada, que en principio podría verse afectada por la derivada de corriente, viene finalmente determinada por la corriente eficaz que circula por los condensadores. Para cada condensador del puente hace falta poner dos condensadores de 2'2μF (35V, 1210) en paralelo, lo que representa cuatro condensadores de encapsulado 1210 por fase. Además, se ha puesto un condensador de las mismas características en paralelo con la tensión de entrada, por lo que para un convertidor de dos fases se necesitan 9 condensadores cerámicos de encapsulado 1210 y para una solución de tres fases se necesitan 13 condensadores cerámicos. Se ha simulado la respuesta dinámica y se ha comprobado que con una capacidad de 1μF en cada condensador del puente ya se tiene suficiente energía a la entrada como para no afectar a la mejor respuesta del convertidor (Capítulo 2). Por lo tanto, es la corriente eficaz la que está fijando el número de condensadores necesarios.

Como ya se ha comentado al principio de este capítulo, en los *Rectificadores Síncronos* se utilizan MOSFETs de 20V. El dispositivo es el FDS6572A (20V, 16A, 6mΩ, encapsulado SO8), poniendo dos semiconductores en paralelo en cada rama del rectificador para así poder proporcionar los 25A por fase. Por lo tanto, la solución de dos fases utilizará ocho de estos dispositivos y la de tres fases requerirá doce.

Para cada interruptor de primario se ha seleccionado el Si 4416, dispositivo de 30V en encapsulado SO8, también de montaje superficial. De esta forma, la solución de dos fases hará uso de cuatro de estos interruptores mientras que la de tres fases necesita seis.

Al igual que en el *Reductor Multifase*, para el circuito de control se ha considerado la solución de International Rectifier ([34]), basada en los circuitos IR3086 e IR3081.

En lo que concierne a la excitación de los Rectificadores Síncronos y dado que no es necesario mantener aislamiento entre primario y secundario, se ha utilizado un circuito sencillo para implementar *Rectificación Síncrona Externa*. El circuito para implementar la Rectificación Síncrona Externa es el que se ha utilizado en el capítulo 2, figura 2.17, a excepción del transformador de pulsos que no es necesario.

5.4.2 DISEÑO Y RESULTADOS CON 5A/μS

Para esta derivada de corriente se han considerado únicamente dos fases ya que la mínima frecuencia de conmutación es bastante pequeña. Al tener dos fases, la corriente de salida máxima que se ha considerado es de 50A, de esta forma no se superaran los 25A por fase para los que se va a diseñar cada convertidor *Medio Puente* que va a ser entrelazado

Para alcanzar una derivada de 5A/μs con dos fases, la inductancia por fase ha de ser alrededor de 360nH. Con esta inductancia, conmutando a 25kHz en el primario del Medio Puente, ya se consigue limitar el rizado de corriente a la salida a 5A; sin embargo, con esta frecuencia, el rizado por fase es excesivamente grande, 27A. Como se verá más adelante, la combinación óptima de rizado de corriente-frecuencia se obtiene con rizados de corriente más moderados y, por tanto, frecuencias más altas.

Se han diseñado y montado dos bobinas, una en un núcleo RM5LP y otra en un núcleo RM6LP, *Bobina D* y *Bobina E* respectivamente. Las dos bobinas se han diseñado para ser integradas en la PCB multicapa (10 capas), siendo el espesor de cobre de 70μm.

El diseño de la bobina en un núcleo RM5LP (*Bobina D*) resulta muy al límite. De hecho, para evitar la saturación del núcleo magnético es necesario dar dos vueltas, lo cual presenta dos inconvenientes; el primero y más obvio son las pérdidas por conducción. En este sentido se ha de recordar que la corriente de salida es bastante alta. El segundo inconveniente es el efecto del entrehierro, ya que al dar dos vueltas al núcleo el entrehierro que se necesita es bastante grande (320μm), lo cual impulsa las pérdidas debidas al efecto del mismo. Como se verá, esta bobina se ha probado en el convertidor, obteniendo más pérdidas que cuando se utiliza el núcleo RM6LP.

El diseño de la bobina en un núcleo RM6LP (*Bobina E*) reduce de forma importante las pérdidas gracias a que sólo se da una vuelta a la ferrita, lo que permite poner las diez capas de la PCB en paralelo y además el entrehierro necesario es más pequeño, (100μm) lo que atenúa el efecto del mismo.

Al tener el ciclo de trabajo centrado, la respuesta dinámica es simétrica. Los condensadores de salida vienen impuestos por la respuesta dinámica ante un escalón de carga. Como se ha analizado en el capítulo 2, en un convertidor de derivada de corriente de 5A/µs hacen falta 6 condensadores de tántalo de 680µF y 8 cerámicos de 22µF para mantener la tensión de salida regulada dentro del ±10% (±100mV).

Tabla 5.29

CONVERTIDOR MEDIO PUENTE MULTIFASE PARA UNA TENSIÓN DE ENTRADA DE 24V Y 5A/µS: NÚMERO DE FASES Y FRECUENCIAS DE CONMUTACIÓN ENSAYADAS.

Número de fases	Frecuencia de conmutación	Derivada de corriente	Rizado de corriente a la salida ΔI	Rizado de corriente en la bobina ΔI_L	Energía almacenada en las bobinas E_L
2	50kHz	5,7A/µs	2,6A	14A	361µJ
2	75kHz	5,7A/µs	1,75A	9,6A	308µJ
2	100kHz	5,7A/µs	1,3A	7,1A	285µJ

Una vez diseñado y montado el convertidor se ha medido el rendimiento y las pérdidas del mismo para varias frecuencias de conmutación. En la tabla 5.29 se muestran el número de fases y las correspondientes frecuencias de conmutación que se han ensayado. También se muestra para cada caso el rizado de corriente por fase (en la bobina) y a la salida, después de la cancelación, así como la energía que han de almacenar el conjunto de las bobinas de todas las fases.

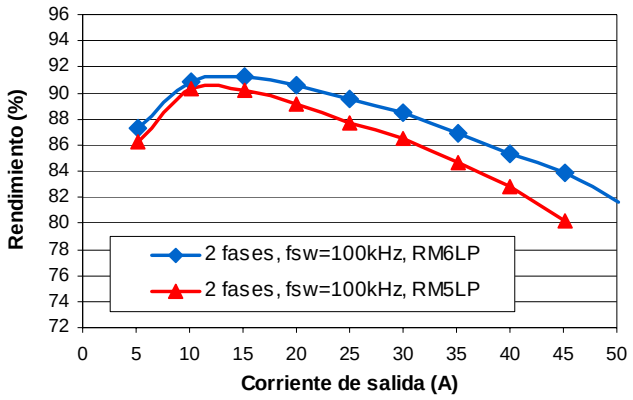
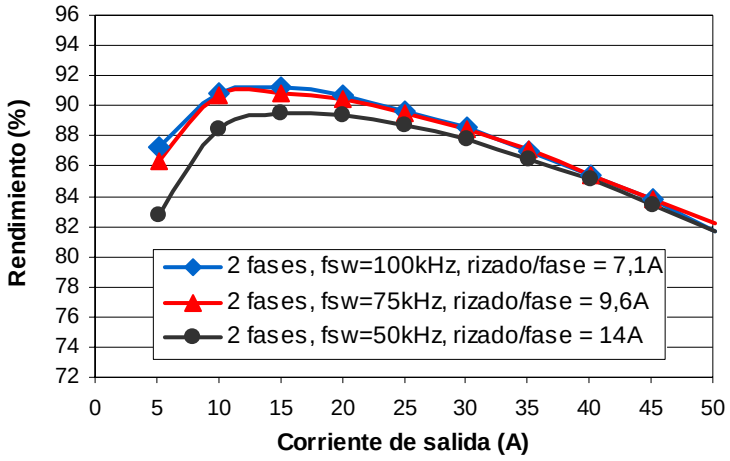


Figura 5.20. Medidas de rendimiento del Medio Puente Multifase V_E = 24V y 5A/µs con dos bobinas diferentes: Bobina D (RM5LP) y Bobina E (RM6LP)

2 fases - Medio Puente, V_E = 24V, 5A/µs

V_E = 24V	Inductancia (2 fases) = 360nH (Bobina E)
V_S = 1V	Interruptores primario: Si 4416
I_S =50A	Rectificadores Síncronos: FDS6572A



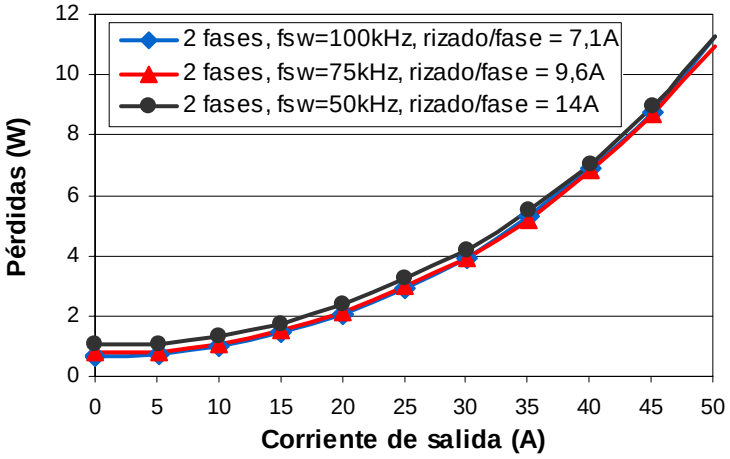


Figura 5.21. Medidas de rendimiento y pérdidas del Medio Puente Multifase V_E = 24V y 5A/µs con dos fases.

En la figura 5.20 se muestra el rendimiento medido en el convertidor cuando se utiliza la *Bobina D* (RM5LP) y la *Bobina E* (RM6LP). La frecuencia de conmutación

es de 100kHz, que es la frecuencia óptima (mínimas pérdidas) para la *Bobina D*. Se observa cómo al usar la Bobina D el rendimiento cae cuatro puntos a plena carga, lo que significa que las pérdidas aumentan un 28% (2'5W). Dado lo ajustado del diseño de la Bobina D se ha preferido aumentar el tamaño, quedando el diseño final con el núcleo RM6LP. El detalle de las medidas de esta comparación se puede ver en las tablas 41 y 44 del anexo II.

Como ya se comentó anteriormente, con la frecuencia mínima el rizado de corriente es demasiado grande y se han ensayado frecuencias más altas para así trabajar con rizados por fase más razonables y así poder optimizar el rendimiento. En las tablas 42, 43 y 44 del anexo II se puede ver el detalle de las medidas de rendimiento y pérdidas obtenidas con cada una de estas frecuencias, haciendo uso de la *Bobina E* (RM6LP).

En la figura 5.21 se comparan los rendimientos y las pérdidas medidas con cada una de las tres frecuencias consideradas. Se observa que en este caso la influencia de la frecuencia no es muy grande, si bien la frecuencia óptima se encuentra alrededor de 75kHz, obteniéndose mayores pérdidas tanto si se sube como si se baja la frecuencia. Por lo tanto, tal y como se esperaba, trabajar con la frecuencia mínima, 25kHz, no es lo más apropiado dado que un rizado de corriente tan alto nos aleja de las mínimas pérdidas del convertidor.

Por lo tanto, la combinación óptima de rizado – frecuencia se produce para un rizado de corriente a la salida menor de 5A. A plena carga y conmutando a 75kHz las pérdidas son de 11W.

En la tabla 5.30 se muestra el área que ocupa cada uno de los principales componentes del convertidor así como el área total. El área total se ha estimado incrementando en un 60% la suma del área de los componentes más relevantes. La altura total es igual a la que se tiene con el *Reductor Multifase* de 24V y 5A/μs, 9'1mm.

Tabla 5.30

ESTIMACIÓN DE ÁREA DEL MEDIO PUENTE MULTIFASE PARA 5A/μS (ALTURA = 9'1mm)

Solución para 5A/μs	$C_{Entrada}$ (mm^2)	MOSFETs (mm^2)	Transformadores (mm^2)	Bobinas (mm^2)	C_{Salida} (mm^2)	CI de control (mm^2)	Área PCB (mm^2)
2-Medio Puente 24V, 50A	72	345	310	444	330	57	2.493

En la tabla 5.31 se muestra la estimación de coste del convertidor, siendo válidas las mismas consideraciones que se hicieron en las estimaciones de costes anteriores (tabla 5.9).

Tabla 5.31
ESTIMACIÓN DE COSTE DEL MEDIO PUENTE MULTIFASE PARA 5A/µS

Solución para 5A/µs	$C_{Entrada}$ (€)	MOSFETs (€)	Transfor-madores (€)	Bobinas (€)	C_{Salida} (€)	CI de control (€)	PCB (€)	Coste Total (€)
2-Medio Puente 24V, 50A	0,9	2,4	1,46	1,46	17,2	3,7	1,8	29

5.4.3 DISEÑO Y RESULTADOS CON 20A/µS

Como esta derivada de corriente es más rápida, en este caso se han considerado soluciones con dos y tres fases. Al igual que en el diseño de 5A/µs, cada fase del convertidor se diseña para una corriente máxima de 25A, de esta forma las soluciones de dos fases tendrán una corriente máxima de 50A y las de tres de 75A.

Para alcanzar una derivada de 20A/µs con dos fases la inductancia por fase ha de ser alrededor de 100nH. Con esta inductancia, conmutando a 90kHz en el primario del Medio Puente, ya se consigue limitar el rizado de corriente a la salida a 5A, siendo el rizado por fase de 28A. Como se verá más adelante, la combinación óptima de rizado de corriente-frecuencia se obtiene con rizados de corriente más moderados y, por tanto, frecuencias más altas.

Gracias al pequeño valor de la inductancia necesaria, la bobina se diseña de forma holgada para un núcleo RM4LP – material 3F4 (*Bobina F*). La bobina se ha diseñado para ser integrada en la PCB multicapa (10 capas), siendo el espesor de cobre de 70µm. Dado que sólo es necesario dar una vuelta, las diez capas de la PCB se pueden disponer en paralelo. El entrehierro necesario es pequeño (100µm) lo que atenúa el efecto del mismo

Al tener el ciclo de trabajo centrado, la respuesta dinámica es simétrica. Los condensadores de salida vienen impuestos por la respuesta dinámica ante un escalón de carga. Como se ha analizado en el capítulo 2, en un convertidor de derivada de corriente de 20A/µs hacen falta 3 condensadores de tántalo de 680µF y 8 cerámicos de 22µF para mantener la tensión de salida regulada dentro del ±10% (±100mV).

Una vez diseñado y montado el convertidor se ha medido el rendimiento y las pérdidas del mismo para varias frecuencias de conmutación. En la tabla 5.32 se muestran el número de fases y las correspondientes frecuencias de conmutación que se

han ensayado. A partir de la frecuencia mínima, 90kHz, se ha ido subiendo la frecuencia para ir reduciendo el rizado de corriente. La frecuencia óptima se ha encontrado a 160kHz para un rizado de 16A por fase y 2,9A a la salida.

Tabla 5.32

CONVERTIDOR MEDIO PUENTE MULTIFASE PARA UNA TENSIÓN DE ENTRADA DE 24V Y 20A/µs: NÚMERO DE FASES Y FRECUENCIAS DE CONMUTACIÓN ENSAYADAS.

Número de fases	Frecuencia de conmutación	Derivada de corriente	Rizado de corriente en la salida ΔI	Rizado de corriente en la bobina ΔI_L	Energía almacenada en las bobinas E_L
2	90kHz	20,5A/µs	5,1A	28A	149µJ
2	160kHz	20,5A/µs	2,9A	16A	106µJ
2	200kHz	20,5A/µs	2,3A	13A	96µJ
2	300kHz	20,5A/µs	1,5	8,5	84µJ
3	160kHz	31,1A/µs	5,5A	16A	159µJ

En las tablas 45, 46, 47 y 48 del anexo II se puede ver el detalle de las medidas de rendimiento y pérdidas obtenidas con cada una de estas frecuencias. En la figura 5.22 se puede ver el rendimiento medido con cada una de las frecuencias consideradas y para soluciones de dos fases. Los resultados muestran que la combinación óptima rizado de corriente – frecuencia tiene lugar para 160kHz, lo que supone un rizado de corriente en la salida de 2'9A. Tanto si subimos o bajamos la frecuencia de operación, respecto de los 160kHz, las pérdidas crecen.

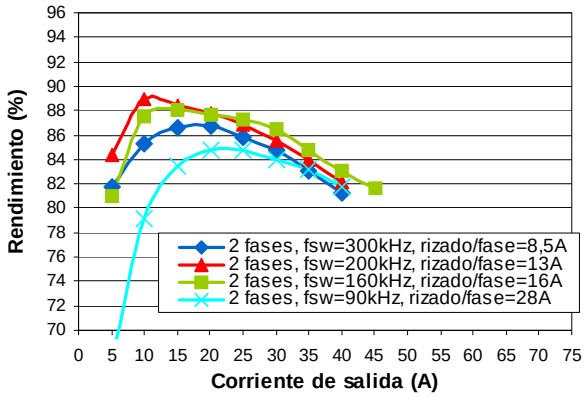
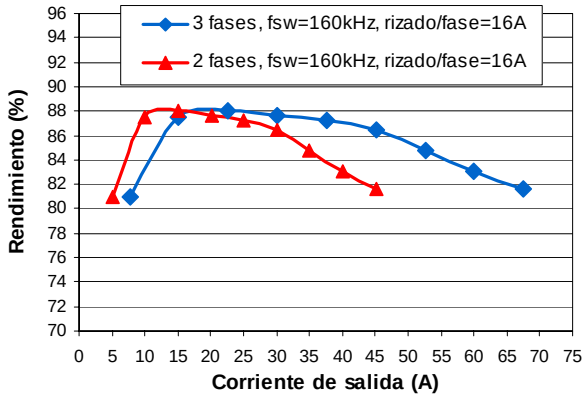


Figura 5.22. Medidas de rendimiento para varias frecuencias de conmutación: 2 fases - Medio Puente V_E = 24V y 20A/µs.

Medio Puente Multifase, V_E = 24V, 20A/µs

V_E = 24V	Inductancia (2 fases) = 100nH (Bobina F)
V_S = 1V	Inductancia (3 fases) = 100nH (Bobina F)
I_S =50A/70A	Interruptores de primario: Si 4416
	Rectificadores Síncronos: FDS6572A



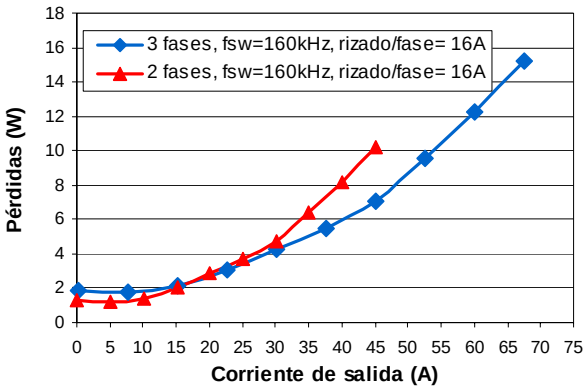


Figura 5.23. Medidas de rendimiento y pérdidas de las soluciones seleccionadas para Medio Puente Multifase V_E = 24V y 20A/µs.

Para la frecuencia óptima, también se ha estimado (tabla 49 del anexo II) cuántas serían las pérdidas si se colocaran tres fases en paralelo de ese mismo convertidor. En este caso se ha de advertir que, al conservar la misma inductancia que la solución de dos fases, este convertidor tiene una derivada de corriente más rápida, 30A/µs, dado que son tres y no dos las fases entrelazadas. Aunque esta mayor derivada de corriente es una ventaja, se va a comparar esta solución con el resto de soluciones de 20A/µs y

70A. También se ha de observar (tabla 5.32) que al ser tres un número impar de fases, la cancelación óptima de rizados se produce en otros ciclos de trabajos distintos del ciclo de trabajo central. Este hecho explica que al entrelazar tres fases en vez de dos el rizado a la salida crezca (5'5A) ya que el convertidor ha sido optimizado para dos fases.

En la figura 5.23 se muestra el rendimiento y las pérdidas medidas para las soluciones de dos y tres fases, siendo la frecuencia de conmutación 160kHz. Se observa cómo al entrelazar tres fases se reducen las pérdidas a media y alta carga, alcanzándose una corriente máxima de 70A. Por ejemplo, al entrelazar tres fases las pérdidas se reducen un 30% (3W) para 45A de salida.

En la tabla 5.33 se muestra el área que ocupa cada uno de los principales componentes del convertidor así como el área total. El área total se ha estimado incrementando en un 60% la suma del área de los componentes más relevantes. La altura total es igual a la que se tiene con el *Reductor Multifase* de 24V y 20A/µs, 8'6mm.

Tabla 5.33

ESTIMACIÓN DE ÁREA DEL MEDIO PUENTE MULTIFASE PARA 20A/µS (ALTURA = 8'6mm)

Solución para 20A/µs	$C_{Entrada}$ (mm^2)	MOSFETs (mm^2)	Transformadores (mm^2)	Bobinas (mm^2)	C_{Salida} (mm^2)	CI de control (mm^2)	Área PCB (mm^2)
2-Medio Puente 24V, 50A	72	345	310	176	196	57	1.850
3-Medio Puente 24V, 70A	104	517	465	264	196	73	2.590

En la tabla 5.34 se muestra la estimación de coste de las soluciones seleccionadas, siendo válidas las mismas consideraciones que se hicieron en las estimaciones de costes anteriores (tabla 5.9).

Tabla 5.34

ESTIMACIÓN DE COSTE DEL MEDIO PUENTE MULTIFASE PARA 20A/µS

Solución para 20A/µs	$C_{Entrada}$ (€)	MOSFETs (€)	Transfor-madores (€)	Bobinas (€)	C_{Salida} (€)	CI de control (€)	PCB (€)	Coste Total (€)
2-Medio Puente 24V, 50A	0,9	2,4	1,46	1,46	9,3	3,7	1,4	20,7
3-Medio Puente 24V, 70A	1,3	3,6	2,2	2,2	9,3	4,8	1,8	25,1

Si bien es verdad que estas dos soluciones no son del todo comparables (una proporciona 50A y la otra 70A) ya que se han comparado en términos de rendimiento también se van a comparar en términos de coste y tamaño. Por incrementar la capacidad de dar corriente en la solución *Medio Puente Multifase*, de 50A a 70A, el precio que se paga es un incremento de coste del 21% (4€) y un incremento de tamaño del 40%.

En la siguiente sección (apartado 5.5) se van a comparar estas soluciones basadas en el *Medio Puente Multifase* con las soluciones basadas en el *Reductor Multifase*.

En la tabla 5.35 se puede estudiar cuál es la influencia de incrementar la derivada de corriente de 5A/µs a 20A/µs para las soluciones basadas en *Medio Puente Multifase*.

Tabla 5.35

INFLUENCIA DE LA DERIVADA DE CORRIENTE EN LAS SOLUCIONES BASADAS EN: MEDIO PUENTE MULTIFASE, 5A/µS Y 20A/µS.

	Solución	Pérdidas @ 45A (W)	Área (mm^2)	Coste Total (€)
5A/µs	*2-Medio Puente 24V, 50A*	8,7	2.493	29
20A/µs	*2-Medio Puente 24V, 50A*	10,1	1.850	20,7

Igual que para otras soluciones basadas en el *Reductor Multifase* (5V, 12V), subir la derivada de corriente permite reducir el tamaño (26%) y el coste (28%) del convertidor. El precio que se paga no es excesivo y parece aceptable dado que únicamente se incrementan las pérdidas un 16% (1,4W a 45A).

5.5 Comparación de las diferentes soluciones Multifase

En esta sección se van a comparar las soluciones basadas en el convertidor *Medio Puente Multifase* con las soluciones basadas en el *Reductor Multifase*. El objetivo de esta comparación es determinar si las soluciones basadas en el convertidor *Medio Puente* son viables para este tipo de aplicaciones y en tal caso determinar su campo de aplicación.

La comparación se realiza en términos de tamaño, coste y rendimiento. Con el objetivo de poder comparar los datos de pérdidas y rendimiento a una determinada corriente, en aquellas soluciones en que no se tenga esa información puntual, se extrapolará o interpolará, según el caso, dicho dato haciendo uso de los dos puntos más cercanos que se hayan medido.

Como se ha dicho, este análisis se centra en comparar soluciones basadas en *Medio Puente* con las basadas en el convertidor *Reductor*. El análisis y comparación de las diferentes soluciones Reductor Multifase entre sí está hecho en el apartado 5.3.2.5.

5.5.1 COMPARACIÓN DE SOLUCIONES PARA 5A/μS

En la tabla 5.36 se muestran las soluciones Multifase consideradas para 5A/μs así como la frecuencia óptima para cada solución y el correspondiente rizado de corriente por fase y rizado de corriente a la salida. Recuérdese que la selección de la frecuencia óptima se ha hecho en función de la relación frecuencia – rizado de corriente que minimiza las pérdidas.

Tabla 5.36

RESUMEN DE LA RELACIÓN "FRECUENCIA-RIZADO DE CORRIENTE" ÓPTIMA QUE HA SIDO SELECCIONADA PARA CADA SOLUCIÓN MULTIFASE, 5A/μS.

Solución para 5A/μs	Frecuencia óptima	Rizado de corriente a la salida ΔI	Rizado de corriente en la bobina ΔI_L
4 fases Reductor, V_E = 2V	140kHz	0,9A	5,3A
4 fases Reductor, V_E = 5V	200kHz	2A	6A
4 fases Reductor, V_E = 12V	220kHz	5A	6,5A
4 fases Reductor, V_E = 24V	150kHz	8,6A	9,7A
2 fases Medio Puente, V_E = 24V	75kHz	1,75A	9,6A

Dado que el principal interés es comparar la solución basada en el *Medio Puente* con las soluciones basadas en el convertidor *Reductor*, nos vamos a centrar en las tensiones de entrada altas, 12V y 24V, ya que el diseño del *Medio Puente* se ha hecho para 24V.

En la figura 5.24 se muestran los rendimientos obtenidos con las soluciones, *2-Medio Puente 24V*, *4-Reductor 24V* y *4-Reductor 12V*, para 5A/µs y 50A. Los resultados muestran claramente cómo **distribuir con 24V es factible si se hace uso de la solución *Medio Puente Multifase***. El rendimiento de la solución *2-Medio Puente 24V* es muy similar al del *4-Reductor 12V* y mejora claramente el rendimiento del *4-Reductor 24V*.

La solución *2-Medio Puente 24V* mejora los problemas de rendimiento del convertidor *4-Reductor 24V*, conservando un tamaño parecido (tabla 5.37) y reduciendo ligeramente el precio, un 4% (1'3€).

Comparando la solución *2-Medio Puente 24V* con la solución *4-Reductor 12V*, el área se incrementa un 16% teniendo un rendimiento y un coste similar. Por lo tanto, el precio a pagar por distribuir con 24V, utilizando una solución basada en el *Medio Puente Multifase*, es un incremento de área del 16% respecto de distribuir con 12V con la solución *4-Reductor 12V*. Dependiendo del sistema de alimentación, habría que estudiar más en detalle cuál de estas dos soluciones es más interesante.

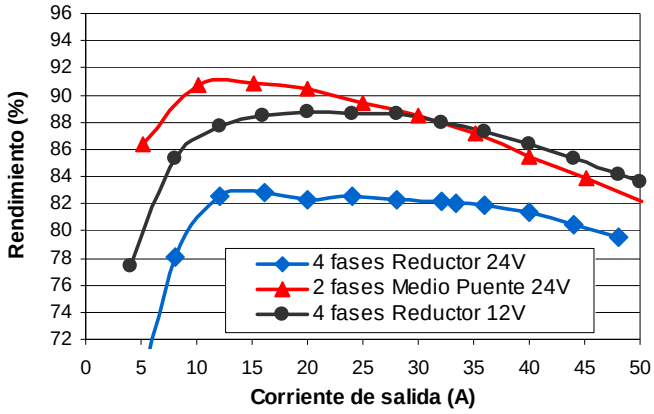


Figura 5.24. Comparación del rendimiento alcanzado con las soluciones: 2 fases-Medio Puente 24V, 4 fases-Reductor 24V y 4 fases-Reductor 12V.

Tabla 5.37

COMPARACIÓN DE DIFERENTES SOLUCIONES MULTIFASE PARA 5A/μs.

	Solución	Rizado de corriente a la salida (A)	Pérdidas (W) / Rendimiento (%) @ 50A	Área (mm^2)	Coste Total (€)
5A/μs	*4-Reductor 12V, 50A*	5	9,8W / 83,5%	2.147	30,4
	4-Reductor 24V, 50A	8,6	13,2W / 79%	2.563	30,3
	2- Medio Puente 24V, 50A	1,75	10,9W / 82%	2.493	29,0

A continuación se va a analizar cómo influye el incremento de la derivada de corriente sobre las soluciones basadas en Reductor y sobre las soluciones basadas en Medio Puente.

5.5.2 COMPARACIÓN DE SOLUCIONES PARA 20A/μS

En la tabla 5.38 se muestran las soluciones Multifase consideradas para 20A/μs así como la frecuencia óptima para cada solución y el correspondiente rizado de corriente por fase y rizado de corriente a la salida. Recuérdese que la selección de la frecuencia óptima se ha hecho en función de la relación frecuencia – rizado de corriente que minimiza las pérdidas.

Tabla 5.38

RESUMEN DE LA RELACIÓN "FRECUENCIA-RIZADO DE CORRIENTE" ÓPTIMA QUE HA SIDO SELECCIONADA PARA CADA SOLUCIÓN MULTIFASE, 20A/μs.

Solución para 20A/μs	Frecuencia óptima	Rizado de corriente a la salida ΔI	Rizado de corriente en la bobina ΔI_L
4 fases Reductor, V_E = 2V	310kHz	1,5A	9A
4 fases Reductor, V_E = 5V	400kHz	3,8A	11A
4 fases Reductor, V_E = 12V	450kHz	8,4A	11A
6 fases Reductor, V_E = 2V	220kHz	1,2A	8,3A
6 fases Reductor, V_E = 5V	320kHz	1,9A	9,1A
6 fases Reductor, V_E = 12V	350kHz	5,6A	9,5A
6 fases Reductor, V_E = 24V	200kHz	13,8A	17,1A
2 fases Medio Puente, V_E = 24V	160kHz	2,9A	16A
3 fases Medio Puente, V_E = 24V	160kHz	5,5A	16A

En este caso se ha de distinguir entre los diseños para 50A de salida y los diseños para 70A de salida.

En la figura 5.25 se muestran los rendimientos medidos en las distintas soluciones consideradas para 20A/µs y 50A. Se comprueba que la solución de 2-*Medio Puente, 24V* tiene un rendimiento muy alto comparada con las soluciones de cuatro fases reductor, incluso más alto que el *4-Reductor, 5V*.

Las soluciones basadas en el *Reductor Multifase* son muy sensibles al aumento de la derivada de corriente cuando la tensión de entrada es alta, dada la importancia de las pérdidas de conmutación. Sin embargo, **la solución basada en el *Medio Puente Multifase* es menos sensible al incremento de la derivada de corriente**. Buena muestra de este hecho es la comparación de la solución *2-Medio Puente, 24V* con la solución de *4-Reductor, 12V*. Para 5A/µs, la solución basada en el *Reductor* tiene unas pérdidas un 10% menores, sin embargo al subir la derivada de corriente a 20A/µs la tendencia se invierte y es la solución basada en el *Medio Puente* la que presenta un 20% menos de pérdidas a plena carga.

Tabla 5.39

COMPARACIÓN DE DIFERENTES SOLUCIONES MULTIFASE PARA 20A/µS Y 50A

	Solución	Rizado de corriente a la salida (A)	Pérdidas (W) / Rendimiento (%) @ 50A	Área (mm^2)	Coste Total (€)
20A/µs	*4-Reductor 2V, 50A*	1,5A	10W / 83%	1.603	28,7
	4-Reductor 5V, 50A	3,8A	12,9W / 79,5%	1.592	22,5
	4-Reductor 12V, 50A	8,4A	15,3W / 76,6%	1.541	22,1
	6-Reductor 12V, 50A	5,6A	8,9W / 84,8%	2.058	26,9
	6-Reductor 24V, 50A	13,8A	12,7W / 79,7%	2.643	27,3
	2- Medio Puente 24V, 50A	2,9A	12,3W / 80,2%	1.850	20,7

Además de un 20% menos de pérdidas, la solución *2-Medio Puente, 24V* reduce el coste en un 6% (1,4€) frente al *4-Reductor, 12V*. El único inconveniente que se paga es el incremento de tamaño en un 20%, si bien es verdad que no se ha tenido en cuenta el disipador de calor necesario para que la solución *4-Reductor, 12V* trabaje en las mismas condiciones térmicas. **La solución *2-Medio Puente, 24V* resulta ser una clara alternativa, dado que permite resolver los problemas térmicos de la solución *4-Reductor* además de permitir distribuir con 24V en vez de con 12V.**

La solución *6-Reductor, 24V* no es muy recomendable debido a las grandes pérdidas que se tienen en todo el rango de carga. En esta solución se ha seleccionado una frecuencia de trabajo muy baja para tener unas pérdidas razonables a plena carga; el precio que se paga es que se tiene un rizado de corriente muy elevado (14A a la salida) que ha de ser filtrado y que reduce drásticamente el rendimiento a media y baja carga (figura 5.25). Por otra parte, el rendimiento del *2-Medio Puente, 24V* es muy superior en todo el rango de carga y además esta solución reduce ampliamente el tamaño (en un 30%) y el coste (en un 24%).

La única solución más eficiente que el *2-Medio Puente, 24V*, es el *6-Reductor, 12V*, que presenta un 27% menos de pérdidas. Sin embargo, la solución *6-Reductor, 12V* presenta un mayor tamaño (un 11%) y un mayor coste (un 30%, 6€) que junto con el hecho de distribuir con 12V en vez de con 24V hacen del *2-Medio Puente, 24V* una solución competitiva frente a las seis fases del Reductor. En cada caso particular convendría estudiar en detalle cuál es la solución más apropiada.

Tabla 5.40

COMPARACIÓN DE DIFERENTES SOLUCIONES MULTIFASE PARA 20A/μS Y 70A

	Solución	Rizado de corriente a la salida (A)	Pérdidas (W) / Rendimiento (%) @ 70A	Área (mm^2)	Coste Total (€)
20A/μs	*6-Reductor 2V, 70A*	1,2A	11,7W / 85,7%	2.705	33,9
	6-Reductor 5V, 70A	1,9A	13,9W / 83,4%	2.797	28,6
	6-Reductor 12V, 70A	5,6A	15,5W / 81,9%	2.720	27,9
	6-Reductor 24V, 70A	13,8A	24W / 74,2%	2.643	27,3
30A/μs	*3- Medio Puente 24V, 70A*	5,5A	16,3W / 81,2%	2.590	25,1

Al incrementar la corriente de salida a 70A, las soluciones que tienen sentido son las basadas en seis fases para el *Reductor*, así como tres fases para el *Medio Puente*. En la figura 5.26 se muestra cómo la solución *3-Medio Puente, 24V* tiene un rendimiento muy similar al de la solución *6-Reductor, 12V*. Además la solución *3-Medio Puente, 24V* presenta un tamaño un 5% más pequeño así como una reducción en coste del 10% (alrededor de 2,8€). Además, la solución basada en el *Medio Puente* permite distribuir con 24V y su derivada de corriente es mayor, 30A/μs en vez de 20A/μs. Todos estos datos apuntan de nuevo a hacer de la solución ***3-Medio Puente, 24V* una alternativa muy interesante y por tanto poder plantearse la tensión de 24V como tensión de distribución para proporcionar 1V, 70A y 20A/μs (30A/μs).**

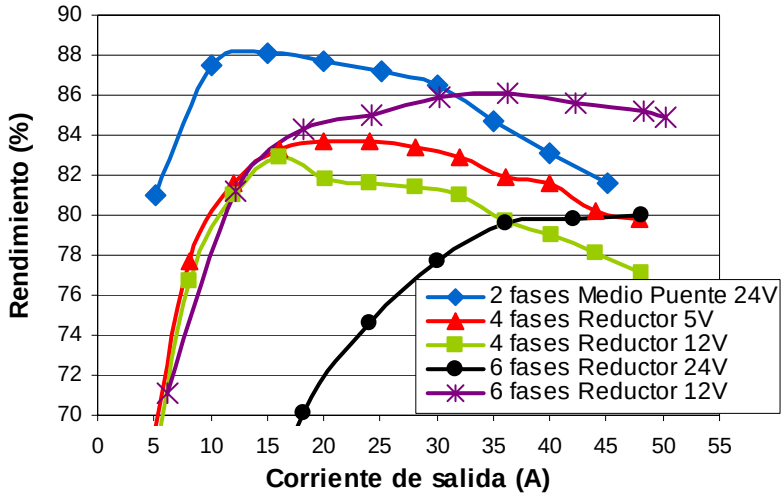


Figura 5.25. Comparación del rendimiento alcanzado con las soluciones Multifase para 20A/µs y 50A.

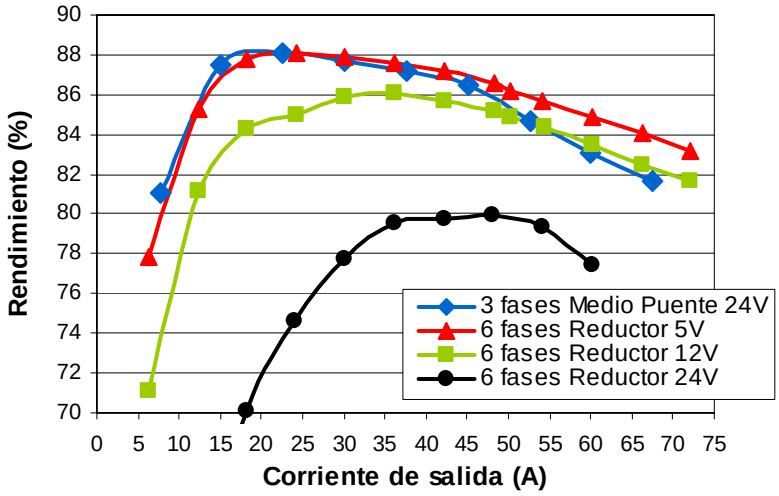


Figura 5.26. Comparación del rendimiento alcanzado con las soluciones Multifase para 20A/µs y 70A.

En resumen, se puede decir que **como consecuencia de incrementar la derivada de corriente, los problemas de las soluciones basadas en el *Reductor Multifase* se**

agravan, haciendo de la soluciones basadas en Medio Puente Multifase una alternativa competitiva y que se debe considerar en este tipo de aplicaciones para poder distribuir con alta tensión, 24V.

Lo que a priori puede sorprender es que una solución basada en una topología claramente más compleja como es el *Medio Puente* resulte competitiva comparada con las soluciones basadas en el *Reductor*. Básicamente son dos las razones:

1) La relación de transformación permite centrar el ciclo de trabajo, lo que a su vez permite aprovechar la capacidad de cancelación de rizados de los convertidores Multifase. Esto se traduce en que, con la mitad de fases, el Medio Puente es capaz de cumplir los mismos requisitos de respuesta dinámica y trabajando a unas frecuencias de conmutación relativamente pequeñas. **Trabajar con la mitad de fases es la clave para poder mantener un tamaño y coste similar a las soluciones basadas en el convertidor Reductor**.
2) La relación de transformación permite reducir las pérdidas por conmutación, tan importantes en el Reductor cuando trabaja con 12V o con 24V. Por un lado, en el lado de alta tensión la corriente de salida se ve dividida por la relación de vueltas. En secundario la etapa de rectificación se encuentra optimizada como en el Reductor con 2V de entrada, dado que los interruptores conmutan con alta corriente pero tensión muy baja. Esta característica, junto con el hecho de que las frecuencias de conmutación necesarias son relativamente bajas, permiten mantener un rendimiento alto en las soluciones basadas en el convertidor *Medio Puente*.

Se quiere hacer notar dos consideraciones que podrían mejorar los resultados que se pueden obtener con el Medio Puente Multifase. El primer punto está relacionado con el número de capas de la PCB: incrementar el número de capas de la PCB (a 16 o incluso 20), ayudaría de forma importante a reducir las pérdidas de conducción de esta solución dado que se tienen 25A por fase. El segundo punto que debería estudiarse está también en la línea de reducir las pérdidas de conducción: en aplicaciones con una corriente por fase mayor de 20A habría que estudiar la posibilidad de utilizar el Rectificador Doblador de Corriente dado que como se ha analizado en el capítulo 4 es a partir de estos niveles cuando empieza a ser interesante.

Por último, se ha de decir que **este análisis se ha centrado exclusivamente en la etapa de potencia**, validando que la topología Medio Puente Multifase es una

solución interesante y que se debe tener en cuenta para distribuir con tensiones más altas de los 5V y 12V actualmente utilizados. Sin embargo, no se ha estudiado la etapa de control correspondiente. Tal y como se analizó en el apartado 4.2, alimentando cargas dinámicas muy exigentes, puede existir riesgo de saturación del transformador aun cuando se empleen topologías que gobiernen simétricamente el transformador. Para evitar este riesgo hay que utilizar un controlador que asegure el equilibrio voltios·segundo en todos y cada uno de los ciclos de conmutación (apartado 4.2). Además, faltaría analizar cuál es la técnica de control que mejor aprovecha las capacidades dinámicas de esta topología.

5.6 Conclusiones y Resumen de aportaciones

En las aplicaciones donde se requieren respuestas dinámicas exigentes, los convertidores Multifase permiten superar las limitaciones de las topologías básicas, cumpliendo los requisitos dinámicos, al mismo tiempo que las pérdidas se mantienen en unos valores aceptables.

El convertidor *Reductor Multifase* (3 ó 4 fases) ([52] - [60]) se está utilizando con gran éxito en aplicaciones comerciales. La tensión de distribución en este tipo de aplicaciones es 5V ó 12V, sin embargo el incremento en la demanda de potencia de los sistemas de alimentación está motivando un esfuerzo por subir la tensión del bus de distribución (24V, 42V o incluso 48V) para así poder reducir las pérdidas de distribución así como mejorar la estabilidad del sistema ([13], [14], [15], [17], [85], [86], [94], [95], [119], [120]). Sin embargo, el convertidor *Reductor Multifase* ve ampliamente reducidas sus prestaciones a medida que se sube la tensión de entrada.

La primera aportación de este capítulo a la Tesis es un análisis detallado para determinar **cómo influye la tensión de entrada y la respuesta dinámica en las prestaciones del convertidor *Reductor Multifase***. Este análisis se realiza en base a resultados experimentales y en términos de coste, tamaño y rendimiento. Dada la complejidad de calcular adecuadamente todas las pérdidas que se producen en un convertidor, incluidas las de conmutación, se ha preferido realizar un análisis basado en resultados experimentales.

Las especificaciones para las que se ha hecho el estudio se corresponden con valores razonables para los actuales microprocesadores e incluso más exigentes. La tensión de salida es de 1V, la carga máxima puede ser 50A ó 70A, siendo la corriente por fase entre 8A y 12A y la derivada de corriente capaz de proporcionar el convertidor es 5A/µs ó 20A/µs según el caso.

Las principales conclusiones de este análisis son:

- El convertidor *Reductor* es muy sensible al incremento de la tensión de entrada. El principal motivo está en la importancia de las pérdidas de conmutación, ya que en los interruptores conviven la alta corriente de salida con la tensión de entrada y al subir la tensión de entrada las pérdidas crecen de forma importante.

  Para las especificaciones consideradas, **12V es una tensión de distribución aceptable, sin embargo 24V resulta desaconsejable para el *Reductor Multifase*** ya que aumentan mucho las pérdidas. Así por ejemplo, para 50A y

5A/μs, las pérdidas a 5V de entrada son 8'5W (85'5% de rendimiento), a 12V se incrementan a 10W (83'5%) y al subir a 24V las pérdidas crecen hasta 13W (79%). Además el tamaño del convertidor se incrementa en un 20% al pasar de 12V a 24V. Esta situación empeora, como se ve a continuación, cuando se requiere mayor respuesta dinámica.

- El convertidor Reductor es también muy sensible al incremento de la derivada de corriente que puede proporcionar. Al crecer la capacidad de respuesta dinámica del convertidor se necesita una mayor frecuencia y/o un mayor rizado de corriente por fase, lo que conduce a un incremento de las ya importantes pérdidas de conmutación, o bien se necesita un incremento del número de fases con su repercusión en el tamaño y el coste del convertidor.

  Por ejemplo, la solución *4-Reductor 12V* tiene un rendimiento razonable (83'5% a 50A) con 5A/μs; sin embargo al subir a 20A/μs el rendimiento cae de forma muy importante (76'5% a 50A), generándose importantes problemas térmicos. Debido a este incremento de las pérdidas de conmutación, **para poder subir la derivada de corriente de 5A/μs a 20A/μs, manteniendo una tensión de entrada de 12V, es necesario incrementar el número de fases de cuatro a seis**. Al incrementar el número de fases se puede trabajar a más baja frecuencia y con rizados de corriente más razonables que suben el rendimiento del convertidor a casi 85%, reduciendo las pérdidas en un 42%. Evidentemente el subir el número de fases de cuatro a seis aumenta el tamaño del convertidor (33%) y su coste (22%), si bien es verdad que en estas estimaciones no está tenido en cuenta el disipador de calor que sería necesario poner a la solución *4-Reductor 12V* para alcanzar las mismas condiciones térmicas que en la solución *6-Reductor 12V*. Este convertidor, *6-Reductor 12V*, muestra un rendimiento de 82% a 70A.

  Mantener una tensión de 24V con 20A/μs es muy poco recomendable incluso con seis fases, dado que el rendimiento (74% a 70A) cae de forma muy alarmante. Para poder mantener una tensión de entrada de 24V sería necesario incrementar el número de fases. Habría que estudiar cuántas fases serían necesarias y cuál es el incremento de coste y tamaño que se produce, pero en principio no parece que sea una solución muy adecuada.

En este capítulo también **se propone el uso del convertidor *Medio Puente Multifase* como alternativa al *Reductor Multifase* para poder distribuir con alta tensión de entrada, 24V o incluso 42V**, **en aplicaciones** de rápida respuesta

dinámica y alta potencia **que no requieran aislamiento**. Esta propuesta así como su análisis y comparación con las soluciones basadas en el *Reductor Multifase* constituyen otra **aportación de esta Tesis**. Conviene aclarar que lo que se propone no es entrelazar el convertidor Medio Puente, concepto que ya se ha utilizado ([83] y [98]) en aplicaciones con aislamiento, sino que se propone y se analiza un campo de aplicación para el *Medio Puente Multifase* como alternativa al *Reductor Multifase* y así poder distribuir con alta tensión de entrada, ya que, como ya se ha estudiado, el *Reductor* se encuentra muy limitado por encima de 12V. En definitiva, lo que se propone es distribuir con alta tensión de entrada, 24V o 42V, utilizando el *Medio Puente Multifase* sin aislamiento en vez del *Reductor Multifase* en sistemas que por potencia necesiten una tensión de entrada alta y por respuesta dinámica y niveles de corriente requieran del uso de convertidores Multifase.

Los resultados muestran que **distribuir con 24V utilizando el *Medio Puente Multifase* es una alternativa interesante y competitiva comparada con las soluciones basadas en el *Reductor Multifase* a 12V**. Para las diferentes especificaciones consideradas, el *2-Medio Puente 24V* y el *3-Medio Puente 24V* se muestran como sólidos competidores del *4-Reductor 12V* y el *6-Reductor 12V* respectivamente, con similares o incluso mejores prestaciones en términos de coste, tamaño y rendimiento.

A priori podría sorprender que una solución basada en una topología claramente más compleja como es el *Medio Puente* resulte competitiva comparada con las soluciones basadas en el *Reductor*. Por un lado, la relación de transformación permite centrar el ciclo de trabajo y alcanzar la misma respuesta dinámica con la mitad de fases, manteniendo un tamaño y coste similar a las soluciones basadas en el *Reductor Multifase*. En segundo lugar, las pérdidas de conmutación son más bajas gracias a que no conviven en ningún interruptor la alta tensión de entrada con la alta corriente de salida, manteniendo rendimientos altos. Topologías con relación de transformación y con gobierno simétrico del transformador, como el *Medio Puente*, hacen factible que se pueda plantear la distribución con alta tensión, 24V o mayor.

Por último, se ha de decir que **este análisis se ha centrado exclusivamente en la etapa de potencia**, validando que la topología *Medio Puente Multifase* es una solución interesante y que se debe tener en cuenta para distribuir con tensiones más altas de los 5V y 12V actualmente utilizados. Sin embargo, no se ha estudiado la etapa de control correspondiente. Tal y como se analizó en el apartado 4.2, alimentando cargas dinámicas muy exigentes puede existir riesgo de saturación del transformador

aun cuando se empleen topologías que gobiernen simétricamente el transformador. Para cada caso, se debería analizar si existe riesgo de saturación y en tal caso utilizar el controlador apropiado (apartado 4.2). Además, faltaría analizar cuál es la técnica de control que mejor aprovecha las capacidades dinámicas de esta topología.

Capítulo 6

6 Soluciones basadas en convertidores de dos etapas

Capítulo 6

Soluciones basadas en convertidores de dos etapas

Índice

6.1 INTRODUCCIÓN 361
6.2 SELECCIÓN DE TOPOLOGÍAS 363
6.2.1 Segunda etapa: transformador CC/CC de tensión 365
6.2.2 Segunda etapa: transformador CC/CC de corriente 368
6.3 CONVERTIDOR REDUCTOR + MEDIO PUENTE (50%) 370
6.3.1 Análisis en pequeña señal: influencia de los principales parámetros 372
6.3.1.1 Consideraciones sobre el ancho de banda y la respuesta dinámica 374
6.3.2 Aplicación para Telecomunicaciones: Prototipo VI 380
6.3.2.1 Diseño del Prototipo VI 380
6.3.2.2 Resultados experimentales del Prototipo VI 384
6.3.2.3 Comparación con un convertidor de una etapa 386
6.3.3 Aplicación para tensión universal: Prototipo VII 387
6.3.3.1 Diseño del Prototipo VII 388
6.3.3.2 Resultados experimentales del Prototipo VII 392
6.3.4 Resumen: Reductor + Medio Puente (50%) 393
6.4 CONVERTIDOR REDUCTOR MULTIFASE + TRANSFORMADOR DE CORRIENTE CC/CC (50%) 395
6.4.1 Influencia de la relación de transformación (n:1) 396
6.4.2 Transformador de corriente CC/CC 398
6.4.3 Diseño y resultados experimentales del Prototipo VIII 400
6.4.3.1 Comparación con otras soluciones 402
6.4.4 Resumen: Reductor Multifase + Transformador de corriente CC/CC (50%) 406
6.5 CONCLUSIONES Y RESUMEN DE APORTACIONES 408

6.1 Introducción

Tal y como se ha visto en el Capítulo 1, los convertidores que han de alimentar las nuevas cargas electrónicas están sometidos a unas condiciones muy exigentes. En el lado de salida, la tensión es muy baja, las corrientes muy altas y además estos convertidores deben regular apropiadamente escalones de carga que pueden ir del 0% al 100% de la carga. Al mismo tiempo en el lado de entrada del convertidor existen aplicaciones (Capítulo 1) donde se demandan tensiones de entrada altas (24V, 42V, 48V) lo que conduce a que sea necesario hacer uso de topologías con transformador. Además del valor alto de la tensión de entrada, nos podemos encontrar aplicaciones donde el margen de variación de la tensión de entrada sea alto. Así por ejemplo en Telecomunicaciones existen aplicaciones donde la tensión de entrada puede variar entre 36V y 75V, siendo 48V la tensión nominal.

Cuando coinciden estas dos situaciones, alimentación de las nuevas cargas electrónicas desde tensiones de entrada altas que pueden tener importantes rangos de variación respecto del valor nominal, no resulta fácil encontrar soluciones topológicas que puedan cumplir las especificaciones requeridas.

Es este entorno el que ha motivado que en esta Tesis se consideren soluciones basadas en dos etapas. A priori poner dos etapas en cascada no parece una buena idea dado que el rendimiento se puede ver muy afectado al procesar dos veces toda la energía. Sin embargo, la ventaja de tener dos etapas es que la primera de las etapas se puede optimizar para trabajar con las tensiones altas de entrada proporcionando a la segunda etapa una entrada regulada y que permite que esta segunda etapa se optimice para la baja tensión de salida y las altas corrientes que demanda la carga.

Por lo tanto, la idea que se presenta y analiza en este capítulo (figura 6.1) es la aplicación de soluciones basadas en dos etapas en cascada para la alimentación de las nuevas cargas electrónicas.

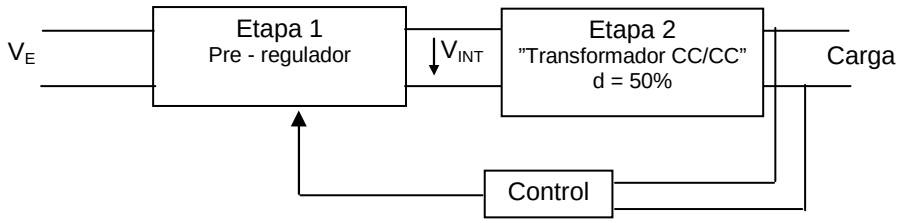


Figura 6.1. Idea propuesta en este capítulo: solución basada en dos etapas.

La primera etapa, llamada pre-regulador, es la que se encarga de regular la tensión de salida en función de los cambios en la carga o en la entrada. Es importante observar que el diseño del lazo de control ha de tener en cuenta la dinámica de las dos etapas en cascada.

En la segunda etapa no se produce regulación alguna, se puede decir que esta segunda etapa equivale a un transformador de continua que adapta los niveles de tensión y corriente a los requeridos por la carga. Al trabajar con ciclo de trabajo constante (d = 50%) se puede optimizar el diseño de esta segunda etapa para trabajar con baja tensión y alta corriente de salida.

Un último parámetro a destacar de esta solución es la selección de la tensión intermedia, V_{INT}. Esta tensión deberá tener un valor de compromiso que permite optimizar la etapa de salida pero sin perjudicar a la etapa de entrada.

En este capítulo se analiza en profundidad esta solución para estudiar qué ventajas ofrece frente a soluciones de una única etapa e identificar el campo de aplicación de este tipo de soluciones.

En primer lugar se seleccionan aquellas topologías que pueden adaptarse de forma apropiada a la solución propuesta. Dos son las combinaciones de topologías que se han detectado como interesantes para este tipo de aplicaciones:

- Convertidor Reductor + Medio Puente trabajado con ciclo de trabajo constante (d = 50%).
- Convertidor Reductor Multifase + Push Pull trabajado con ciclo de trabajo constante (d = 50%).

Estas dos soluciones topológicas se analizan en profundidad destacando los aspectos clave de su funcionamiento así como los puntos más críticos de su diseño. Así mismo, se identifica el campo de aplicación de cada una de las soluciones y se validan con diferentes prototipos. Con la primera solución se han construido dos prototipos para diferentes especificaciones, Prototipo VI y Prototipo VII de esta Tesis. Con la segunda solución propuesta se ha construido un prototipo, Prototipo VIII.

6.2 Selección de topologías

En primer lugar se va a estudiar que topologías pueden resultar adecuadas para utilizar en cada una de las dos etapas, analizando las ventajas e inconvenientes de cada una de las posibles combinaciones.

La primera decisión a tomar es dónde poner el transformador. Tal y como se indica en la figura 6.1, las soluciones que se proponen en esta Tesis tienen el transformador en la segunda etapa. El motivo es muy sencillo de entender: dada la importancia de las pérdidas de conducción por las altas corrientes de salida, la idea es reducir al máximo la parte del convertidor que trabaja con altas corrientes.

Al situar el transformador en la segunda etapa, la parte del convertidor que trabaja con altas corrientes es exclusivamente la etapa rectificadora de secundario. Gracias a que esta segunda etapa trabaja con ciclo de trabajo constante (d = 50%), la etapa rectificadora se puede optimizar dado que prácticamente no se necesita filtro de salida como se verá unos párrafos más adelante.

Si se sitúa el transformador en la primera etapa, la tensión intermedia debe ser bastante baja, alrededor de 5V, para que el convertidor Reductor de la segunda etapa pueda trabajar adecuadamente. Al ser esta tensión intermedia baja, el secundario de la primera etapa va a manejar corrientes todavía altas que pueden penalizar las pérdidas del convertidor. Soluciones de dos etapas con el transformador situado en la primera de las etapas se han propuesto y publicado en algunos trabajos ([115], [118], [120]), sin embargo en las soluciones que se proponen en esta Tesis el transformador se sitúa en la segunda etapa por los motivos que se han expuesto.

Con el transformador situado en la segunda etapa, los candidatos para la primera etapa se reducen de forma muy importante ya que son topologías que no requieren aislamiento. Los candidatos más básicos son el Reductor, el Elevador y el Reductor-Elevador.

Al reflexionar sobre qué tensión intermedia nos interesa tener, la decisión se simplifica aún más. La tensión de entrada es alta (48V por ejemplo) y queremos obtener un nivel de tensión muy bajo a la salida (1V), sin tener muchos conocimientos de electrónica de potencia parece sensato que la tensión intermedia debería tener un valor intermedio entre la entrada y la salida. Esta intuición se confirma cuando se tiene en cuenta qué es lo que le interesa a la etapa de salida: ¿tensión de entrada alta o baja?

Si se utiliza una topología elevadora en la primera etapa, la tensión intermedia sería más alta que la de entrada lo que perjudicaría de forma muy importante al

primario de la segunda etapa. Por un lado los semiconductores de potencia deberían ser de alta tensión (100V o más dependiendo de la aplicación) y además el transformador se ve perjudicado ya que necesitará de una relación de vueltas entre primario y secundario muy grande. En definitiva, al subir la tensión intermedia por encima de la tensión de entrada, se aumenta de forma importante la complejidad de la etapa de salida ya que la diferencia entre los niveles de tensión a la entrada y a la salida de esta etapa es cada vez más alta.

Sin embargo, si la primera etapa es reductora, la tensión intermedia será inferior a la tensión de entrada lo que permite utilizar interruptores de baja tensión (30V, 60V) y simplifica el diseño del transformador y el de la segunda etapa en su conjunto. Si además se tiene en cuenta que el convertidor *Reductor* es la topología más eficiente de los tres convertidores básicos sin aislamiento, la decisión es evidente. Por lo tanto, **el convertidor que se ha seleccionado para la primera etapa es el Reductor**.

Una vez seleccionada la topología Reductor para la primera etapa, lo que es más complicado es seleccionar el valor de la tensión intermedia más apropiado. Como se analiza en alguno de los diseños, este valor será un compromiso entre rendimiento del convertidor en su conjunto y el tamaño del mismo.

Desde el punto de vista de la segunda etapa, la primera decisión importante a tomar es seleccionar una **topología alimentada en tensión** o una **topología alimentada en corriente**. Este grado de libertad se tiene ya que en el convertidor *Reductor* de la primera etapa se puede tratar bien como una fuente de tensión, y por tanto con condensadores en su salida, o bien como una fuente que inyecta una corriente a la segunda etapa, y por tanto se trabajaría sin condensadores a la salida del *Reductor*. En función de esta decisión la segunda etapa se comportará como un "*transformador CC/CC de tensión*" (figura 6.2) o como un "*transformador CC/CC de corriente*" (figura 6.3).

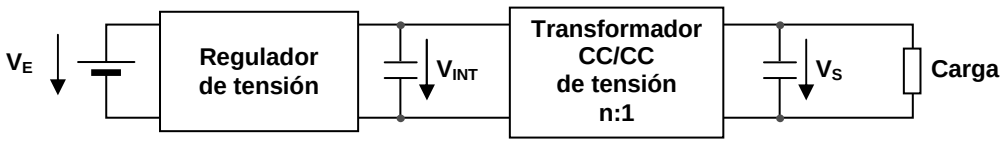


Figura 6.2. Solución basada en "transformador CC/CC de tensión".

Cada una de estas dos posibilidades tiene sus ventajas y sus inconvenientes. En esta Tesis se han considerado las dos posibilidades, obteniéndose soluciones con diferentes campos de aplicación.

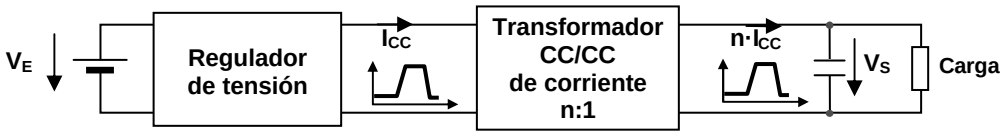


Figura 6.3. Solución basada en "transformador CC/CC de corriente".

6.2.1 SEGUNDA ETAPA: TRANSFORMADOR CC/CC DE TENSIÓN

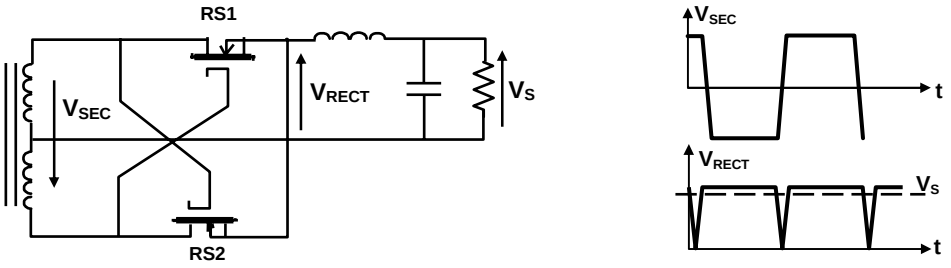
De las topologías alimentadas en tensión que incorporan un transformador se debe de elegir entre aquellas que dispongan de un rectificador de doble onda en el secundario del transformador. Un rectificador de doble onda (por ejemplo el rectificador de doble onda con toma media en el transformador) mantiene una transferencia de energía directa entre primario y secundario tanto durante la magnetización como durante la desmagnetización del transformador. De esta forma y si el transformador trabaja con ciclo de trabajo del 50%, sin tiempos muertos, se transfiere energía continuamente desde primario a secundario de forma que se puede minimizar el filtro necesario a la salida.

En la figura 6.4 se muestra un ejemplo para entender por qué se minimiza el filtro de salida. Se muestra el *Rectificador de Doble Onda con Toma Medi*a y Rectificación Síncrona operando al 50%. Si el convertidor fuese ideal no haría falta filtro de salida dado que la tensión rectificada (V_{RECT}) sería continúa. Sin embargo tal y como se muestra en la figura 6.4, existen pequeños tiempos muertos, durante las transiciones de una rama rectificadora a otra, en los que la tensión rectificada va a un valor muy bajo, siendo necesario un filtro muy pequeño para filtrar esta señal y quedarse con su valor medio.

Por lo tanto **las topologías con Rectificador de Doble Onda minimizan el filtro de salida cuando trabajan con ciclo de trabajo constante del 50%**. El aspecto más interesante es que la bobina de salida puede tener una inductancia muy pequeña lo que beneficia de forma importante a las pérdidas y al tamaño de este tipo de convertidores. Es importante recordar que en la bobina de salida de los convertidores de baja tensión y alta corriente se pueden producir pérdidas importantes como consecuencia de las altas corrientes.

De entre las topologías clásicas que cumplen estos requisitos se han de destacar el Medio Puente, el Push Pull o el Puente Completo. El Puente Completo es una topología muy complicada para los niveles de potencia y tensión que se manejan en este tipo de aplicaciones. Entre el Medio Puente y el Push Pull existen varios motivos que decantan la balanza del lado del Medio Puente. En primer lugar el transformador

resulta más sencillo y los interruptores de primario soportan la tensión de entrada mientras que los del Push Pull son del doble de la tensión de entrada.



a) Rectificador de Doble Onda con Toma Media y Rectificación Síncrona.

b) Tensión del transformador (V_{SEC}) y tensión rectificada (V_{RECT}) cuando se trabaja al 50% de ciclo de trabajo.

Figura 6.4. Rectificador de Doble Onda con Toma Media trabajando con ciclo de trabajo del 50%.

El convertidor Medio Puente cuando trabaja con ciclo de trabajo constante y del 50% no es más que una situación particular de la topología *Medio Puente con Control Complementario* analizada en detalle en [70] y [74].

El Medio Puente con ciclo de trabajo constante (50%), presenta dos ventajas muy interesantes para las aplicaciones que aquí se consideran:

1) ***Conmutación suave (ZVS)*** en los interruptores de primario [74]. El proceso de conmutación suave que tiene lugar en esta topología permite trabajar con altas frecuencias sin incrementar las pérdidas.
2) ***Rectificación Síncrona Autoexcitada***: La forma de onda de tensión en el transformador, cuadrada y sin tiempos muertos (figura 6.4), es idónea para implementar las técnicas de *RSA*. Tal y como se ha validado experimentalmente en el capítulo 3, la *nueva técnica de RSA de devanado único* se puede aplicar perfectamente a esta topología con la ventaja de que al disponer de un devanado auxiliar se puede utilizar con tensiones de salida inferiores a 2V.

En resumen, se ha seleccionado como segunda etapa la topología *Medio Puente con Rectificador de Doble Onda y Toma Media trabajando con ciclo de trabajo constante de 50%*. Esta topología presenta ventajas muy interesantes para alimentar cargas de baja tensión y alta corriente.

Por lo tanto, la primera solución de dos etapas que se propone en este capítulo para alimental cargas de baja desde alta tensión de entrada es el convertidor ***Reductor***

+ Medio Puente (50%). Los condensadores de entrada al Medio Puente hacen las veces de condensador de salida del Reductor. El convertidor Reductor se encarga de regular la salida así como de absorber y acomodar las variaciones de la tensión de entrada y la segunda etapa, optimizada para altas corrientes, se comporta como un "transformador de CC/CC" de tensión que adapta los niveles de tensión y corriente a la carga. En el apartado 6.3 de este capítulo se analiza esta topología en detalle y se valida su campo de aplicación con dos prototipos.

Para poder entender por qué se ha planteado una segunda alternativa en la que la segunda etapa se comporta como un "transformador CC/CC de corriente" conviene explicar una desventaja de esta primera solución propuesta.

Tal y como se va a analizar en la sección 6.3.1 de este capítulo, el análisis de pequeña señal de la solución Reductor + "transformador de tensión" muestra una dinámica complicada dado que se tiene dos filtros LC en serie, el de salida del Reductor y el de salida del Medio Puente. La capacidad de respuesta dinámica del Reductor se ve limitada por la bobina del filtro de salida del Medio Puente.

El Reductor es el que se encarga de regular y es este convertidor el que debe de responder ante escalones de carga mientras que la segunda etapa trabaja siempre con ciclo de trabajo constante. Por lo tanto, si se diseña al convertidor Reductor con una cierta derivada de corriente máxima (sección 2.3 del capítulo 2), cuando se produce el escalón de carga el Reductor puede reaccionar variando la corriente de su bobina tan rápido como pueda, sin embargo esta variación de corriente no llega directamente a la carga pues la segunda etapa, que no puede tener ninguna reacción ante el escalón de corriente pues funciona con ciclo de trabajo constante, tiene una bobina en serie que va a frenar en cierta medida la variación de la corriente a la salida del convertidor.

Así por ejemplo, si se produce un escalón de carga positivo, el convertidor Reductor hará crecer la corriente de su bobina tan rápido como pueda pero este incremento de energía no llegará directamente a la salida. Primero irá creciendo la tensión del condensador de entrada al Medio Puente y al subir esta tensión y bajar la de salida, se provocará el crecimiento de la corriente de la bobina de salida del Medio Puente.

Conviene recordar que en principio la inductancia de salida del Medio Puente es bastante pequeña (en torno a 100nH o 200nH). Dependiendo de la derivada de corriente que pueda inyectar el Reductor, el efecto de la inductancia de salida del Medio Puente puede ser significativo o puede ser pequeño. Aunque el efecto de la inductancia de salida del Medio Puente sea pequeño y limite ligeramente la capacidad

de la respuesta dinámica del Reductor que le precede no deja de ser una limitación de esta topología.

6.2.2 SEGUNDA ETAPA: TRANSFORMADOR CC/CC DE CORRIENTE

La otra alternativa que se ha considerado es utilizar como segunda etapa un convertidor alimentado en corriente. Al convertidor Reductor se le quita su capacidad de salida de forma que se comporta como una fuente de corriente que inyecta la corriente de su bobina a un transformador de CC/CC de corriente.

A priori podría parecer lo mismo o muy parecido a lo que se hace con el transformador CC/CC de tensión. Sin embargo, **esta segunda alternativa tiene mayor capacidad de respuesta dinámica** que cuando se utiliza la opción del transformador de CC/CC de tensión.

Como se ha comentado anteriormente, el filtro de salida del transformador de tensión representa una limitación a la respuesta dinámica del convertidor Reductor de la primera etapa. Sin embargo, el transformador de corriente (figura 6.3) reproduce en secundario los escalones de carga que pueda inyectar el convertidor Reductor desde primario.

En la figura 6.5 se representa la topología Push-Pull alimentada en corriente y trabajando con ciclo de trabajo constante (50%). La topología Push Pull alimentada en corriente [1] tiene a su entrada una bobina y el filtro de salida es únicamente un conjunto de condensadores en paralelo. De esta forma los escalones de corriente inyectados desde la primera etapa se reproducen en secundario del transformador.

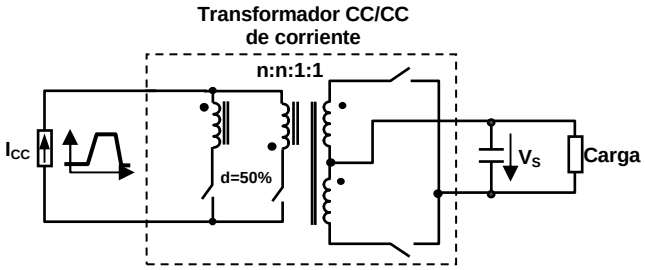


Figura 6.5. Convertidor Push-Pull alimentado en corriente y trabajando con ciclo de trabajo constante d = 50%.

Por lo tanto, esta segunda alternativa del transformador de corriente no limita la respuesta dinámica del convertidor Reductor de la primera etapa, al menos mientras la inductancia de dispersión del transformador sea despreciable frente a la inductancia de

salida de la primera etapa. Ésta es la principal ventaja de esta segunda alternativa respecto de la solución anteriormente propuesta.

Como topologías candidatas al transformador CC/CC de corriente se tienen menos posibilidades. El convertidor Puente Completo alimentado en corriente tiene cuatro interruptores y no es apropiado para los niveles de tensión y potencia de estas aplicaciones. El convertidor Medio Puente clásico no se puede alimentar en corriente pues se alimenta en tensión a partir de los condensadores del puente. Por lo tanto la topología seleccionada es el convertidor Push-Pull alimentado en corriente y trabajando con ciclo de trabajo constante (50%).

Comparada con la solución anterior, los principales inconvenientes de esta topología es que los interruptores de primario son del doble de la tensión de entrada y el transformador se complica más ya que se tiene un cuarto devanado que debe estar muy bien acoplado con el resto. Además, se pierde la capacidad de conmutar con tensión cero, lo que incrementa las pérdidas. Otro inconveniente está en la capacidad de salida necesaria ya que en principio es mayor que la que se necesita en el *Medio Puente*. El motivo está en la bobina de salida que requiere el *Medio Puente* que, si bien es verdad que limita la respuesta dinámica, tiene el efecto beneficioso de filtrar la corriente de salida. Sin embargo, se ha de recordar que en este tipo de aplicaciones y debido a los escalones de carga normalmente se necesita bastante capacidad a la salida. Por lo tanto, en el caso del *Push Pull*, la misma capacidad de salida necesaria para alimentar la carga durante los escalones podría ser suficiente para filtrar la corriente inyectada desde el transformador en régimen permanente.

Esta topología también presenta en el transformador formas de onda muy apropiadas para las técnicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada*, siendo también en este caso aplicable *la nueva técnica de RSA de devanado único* (Capítulo 3).

Por lo tanto, la segunda solución de dos etapas propuesta en este capítulo es el convertidor *Reductor + Push-Pull (50%)*. En este caso la bobina de salida del *Reductor*, representada como una fuente de corriente en la figura 6.5, sería la bobina de entrada al *Push Pull* por lo que las dos etapas comparten la misma bobina. En este caso y ya que el transformador de corriente no representa una limitación a la respuesta dinámica del convertidor Reductor, se puede diseñar el convertidor *Reductor* con una derivada de corriente más rápida e incluso se pueden aplicar las ventajas del *Reductor Multifase* a la primera etapa para así incrementar la capacidad dinámica del conjunto. En definitiva la segunda solución que se propone en este capítulo es el ***Reductor Multifase + Push-Pull (50%)***.

6.3 Convertidor Reductor + Medio Puente (50%)

En esta sección se va a estudiar en detalle la solución de dos etapas basada en utilizar un "*transformador CC/CC de tensión*". Como ya se ha explicado la solución básica propuesta es el *Reductor + Medio Puente* trabajando con ciclo de trabajo constante del 50%.

A partir de esta solución topológica básica se han realizado una serie de modificaciones para adaptar esta solución a la alimentación de cargas de baja tensión de salida y alta corriente. El circuito completo se muestra en la figura 6.6.

Lo primero que se ha de hacer notar es que los condensadores de entrada del *Medio Puente* son los condensadores de salida del *Reductor*. Por otra parte, las dos variaciones propuestas para optimizar el comportamiento de esta solución cuando se utiliza para alimentar las nuevas cargas electrónicas son:

1) El *Medio Puente* ha de tener *Rectificadores Síncronos* para reducir las pérdidas de conducción. Para gobernar estos rectificadores se puede utilizar técnicas de *Rectificación Síncrona Externa* (sección 2.2.2) o bien las técnicas clásicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* (sección 2.2.1) ya que las formas de onda de tensión en el transformador así lo permiten.

   Sin embargo, la tensión que demandan las nuevas cargas electrónicas son bastante bajas, inferiores a 2V, lo que requiere del uso de dos devanados auxiliares (sección 2.2.1) para poder utilizar las técnicas clásicas de *RSA*. Como se analizó en esta sección, el uso de devanados auxiliares requiere de muy buen acoplamiento entre los devanados de potencia y los de control para garantizar una buena sincronización.

   Por otro lado, la nueva técnica de RSA con devanado único, propuesta en el Capítulo 3, también permite ser utilizada con esta topología. Igual que en el caso anterior, el devanado de control ha de estar muy bien acoplado con los de potencia pero esta nueva técnica necesita un único devanado auxiliar en lugar de dos lo que simplifica de forma muy importante el diseño del transformador.

   Para aprovechar las ventajas que aportan las técnicas de *RS automáticas* (sección 2.2 y Capítulo 3), se ha seleccionado la *nueva técnica de RSA* para implementar en los dos prototipos que validan la solución de dos etapas basadas en un "transformador CC/CC de tensión".

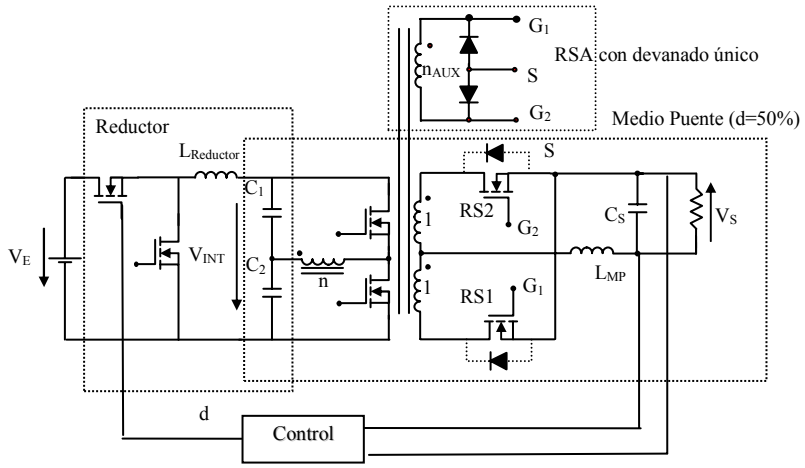


Figura 6.6. Convertidor Reductor Síncrono + Medio Puente (d = 50%) con RSA de devanado único.

2) En lugar de utilizar el convertidor *Reductor* clásico se ha optado por utilizar el convertidor *Reductor con Rectificación Síncrona*. En este caso la decisión no tiene nada que ver con las pérdidas por conducción ya que la corriente que circula por primario es pequeña, dividida por la relación de transformación. La decisión viene como consecuencia de facilitar al convertidor **adaptarse a las condiciones impuestas por la tensión de entrada**, alta tensión y/o rango de tensión de entrada muy variable, **y a las variaciones de carga**.

Al utilizar el convertidor *Reductor con Rectificación Síncrona* se complica el control, ya que se añade un nuevo interruptor que se ha de controlar, pero se obtienen dos ventajas muy interesantes ([52], [53], [54]):

a) El convertidor **no entra en Modo de Conducción Discontinuo (MCD)** con baja carga. Así, es más fácil optimizar la respuesta dinámica del convertidor ya que la función de transferencia es casi la misma con baja carga que a plena carga. Como se verá en el siguiente estudio, la carga sólo afecta a la atenuación de los polos complejos conjugados. Como se ha comentado, la respuesta dinámica en este tipo de aplicaciones es muy importante; al evitar que este convertidor entre en Modo de Conducción Discontinuo la función de transferencia del convertidor es prácticamente independiente de la carga (sección 6.3.1) lo que permite optimizar la respuesta dinámica del convertidor al eludir esta limitación. La ganancia teórica en continua para todo el rango de

carga es $V_S = \frac{V_E \cdot d}{2 \cdot n}$, siendo "$V_S$" la tensión de salida, "V_E" la tensión de entrada, "d" el ciclo de trabajo y "n" la relación de vueltas entre el devanado primario y cada uno de los secundarios.

b) Se pueden reducir las pérdidas de conmutación en el convertidor Reductor y por tanto trabajar a más alta frecuencia gracias a que se puede alcanzar conmutación con tensión cero (ZVS) con un valor adecuado de la inductancia del Reductor ($L_{Reductor}$).

En resumen, las dos ventajas que aporta el uso del convertidor *Reductor con Rectificación Síncrona* se traducen en facilitar la optimización de la respuesta dinámica del convertidor, al evitar entrar en MCD, y tener un grado de libertad para diseñar la inductancia de salida del mismo ($L_{Reductor}$) en función de criterios de respuesta dinámica y/o de rendimiento del convertidor.

El uso del convertidor *Reductor con Rectificación Síncrona* no es prioritario como lo es utilizar la Rectificación Síncrona en el Medio Puente, pero sí que es muy recomendable por las ventajas y facilidades que aporta al diseño de la solución en dos etapas.

Como se ha comentado anteriormente, una limitación de esta solución en dos etapas viene de tener dos filtros LC en serie lo que limita la respuesta dinámica de esta solución. A continuación se va a estudiar en detalle cómo es la respuesta en frecuencia de este convertidor y cómo influyen los parámetros más importantes.

6.3.1 ANÁLISIS EN PEQUEÑA SEÑAL: INFLUENCIA DE LOS PRINCIPALES PARÁMETROS

La dinámica del convertidor *Reductor + Medio Puente (50%)* es más complicada que en otras topologías debido a los dos filtros LC que se tienen en serie. Para poder optimizar su respuesta dinámica y cerrar el lazo de control con el máximo ancho de banda se ha estudiado el comportamiento de esta topología en pequeña señal. El modelo de pequeña señal de este convertidor se ha obtenido utilizando técnicas de promediado de circuitos ([151], [152] y [153]).

En la figura 6.7 se muestra el circuito simplificado, equivalente al convertidor *Reductor + Medio Puente (50%)*, que se ha utilizado para generar el modelo de pequeña señal de esta topología.

En este circuito: $L_{Reductor}$ es la bobina de la topología Reductor, $C_1 = C_2 = C$ son los condensadores de entrada del Medio Puente, L_M es la inductancia magnetizante del transformador, R_S es la resistencia en serie de secundario, L_{MP} es la bobina de salida del Medio Puente, C_S es el condensador de salida y R_{ESR} es la resistencia en serie equivalente del condensador de salida. El transformador ideal tiene n vueltas en primario y 1 vuelta en cada secundario.

Los elementos parásitos considerados en este modelo son aquéllos que afectan de forma importante al comportamiento en pequeña señal de esta topología. Por ejemplo, tal y como se puede comprobar más adelante, R_S tiene un fuerte impacto sobre la respuesta en frecuencia de este convertidor.

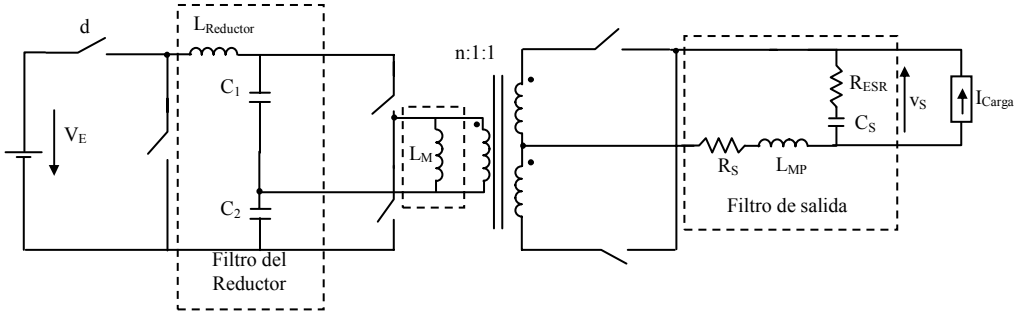


Figura 6.7. Circuito simplificado equivalente al convertidor Reductor + Medio Puente (d = 50%) que se ha utilizado para realizar el análisis de pequeña señal.

Al aplicar las técnicas de promediado al circuito simplificado de la figura 6.7 se obtiene la función de transferencia entre la tensión de salida (v_S) y el ciclo de trabajo (d) que es nuestra variable de control (ecuación 6.1). Esta ecuación muestra la importante complejidad de la dinámica de este convertidor. Tiene un cero y cuatro polos complejos. Debido a estos cuatro polos tienen lugar dos frecuencias de resonancia.

Es interesante destacar que la inductancia magnetizante no afecta a la dinámica porque el *Medio Puente* opera con ciclo de trabajo constante (d = 50%) y de esta forma no aparece la resonancia entre la inductancia magnetizante L_M y los condensadores del Medio Puente. Esta resonancia sí que aparece en el *Medio Puente con Control Complementario* [75] como consecuencia de que el ciclo de trabajo es variable.

$$\frac{v_S^*}{d^*} = \frac{\frac{V_E}{2 \cdot n}\left(1 + R_{ESR} C_S \cdot s\right)}{\frac{L_{\mathrm{Re}\,ductor} C L_{MP} C_S}{2} s^4 + \frac{L_{\mathrm{Re}\,ductor} C \left(R_{ESR} + R_S\right) C_S}{2} s^3 + \left[\frac{L_{\mathrm{Re}\,ductor} C}{2} + L_{MP} C_S + \frac{L_{\mathrm{Re}\,ductor} C_S}{\left(2 \cdot n\right)^2}\right] s^2 + \left(R_{ESR} + R_S\right) \cdot C_S \cdot s + 1}$$

Ecuación 6.1

6.3.1.1 Consideraciones sobre el ancho de banda y la respuesta dinámica

Cuando se utilizan técnicas de control clásicas, modulación por ancho de pulso con un control lineal, el ancho de banda del lazo de control puede afectar de forma muy importante a la respuesta dinámica del convertidor. En topologías de una etapa, como el Medio Puente clásico o el Reductor, la respuesta en frecuencia es sencilla, con un único doble polo, de forma que el ancho de banda no se ve limitado por este polo doble.

Para mejorar la respuesta dinámica en topologías derivadas del Reductor, la inductancia de salida se debe reducir y la capacidad de salida se debe aumentar, reduciendo así la impedancia de salida. Una vez que se ha diseñado el filtro de salida se puede diseñar el regulador para conseguir el ancho de banda que aprovecha al máximo la velocidad de respuesta del convertidor. Por supuesto, el ancho de banda tiene que ser inferior a la frecuencia de conmutación, en teoría dos veces más pequeño y en la práctica, cinco o incluso diez veces inferior a la frecuencia de conmutación.

Sin embargo, en la topología que estamos analizando, la función de transferencia es más complicada (ecuación 6.1) y un diseño poco apropiado del filtro de salida de la primera o de la segunda etapa puede limitar de forma importante el ancho de banda del convertidor cuando se utilizan técnicas de control lineal.

El convertidor tiene dos frecuencias de resonancia que dependen de $L_{Reductor}$, C, L_{MP} y C_S. Debido al efecto de los cuatro polos y el cero, la fase tiende a –270º con altas frecuencias. La red estándar de adelanto-retraso de fase puede compensar hasta 180º pero no 270º. Así, el ancho de banda del sistema está limitado por la frecuencia de la segunda resonancia. Cuanto mayor sea la frecuencia de la segunda resonancia, mayor podrá ser el ancho de banda del sistema.

A continuación se analiza la influencia de los parámetros $L_{Reductor}$, C, L_{MP} y C_S sobre la respuesta en frecuencia y se dan algunas directrices para el diseño de este convertidor optimizando su respuesta dinámica. El objetivo es diseñar apropiadamente estos parámetros para tener un convertidor con una velocidad de respuesta rápida pero sin que se limite el ancho de banda del control y por tanto la respuesta dinámica final

del convertidor. La forma de conseguir un mayor ancho de banda es atenuar las resonancias e incrementar la frecuencia de la segunda resonancia.

Para analizar cómo afectan los distintos parámetros a la función de transferencia se toma como referencia el convertidor que se muestra en la tabla 6.1. Es un convertidor con tensión de entrada 48V y tensión de salida 1'5V. Este convertidor se corresponde con uno de los dos prototipos que se han construido para validar esta topología.

Tabla 6.1

CONVERTIDOR DE REFERENCIA PARA ANALIZAR LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA TOPOLOGÍA REDUCTOR + MEDIO PUENTE (50%).

$V_E = 48V$	$L_{MP} = 170nH$
$n = 7$	$R_S = 20m\Omega$
$L_{Reductor} = 170\mu H$	$C_S = 2mF$
$C = 3\mu F$	$R_{ESR} = 10m\Omega$

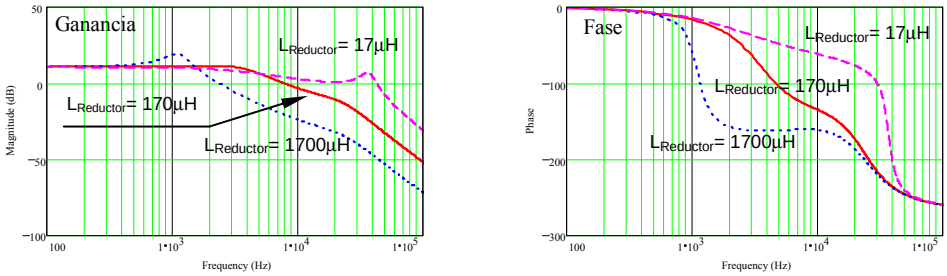
En la figura 6.8 se muestra cómo afecta la inductancia de salida del Reductor $L_{Reductor}$ a la respuesta en frecuencia de la topología propuesta. Se observa que esta inductancia afecta a ambas frecuencias de resonancia. Al reducir el valor de la inductancia $L_{Reductor}$ se producen dos circunstancias que permiten aumentar el ancho de banda del sistema: 1) se suaviza la evolución del cambio de la fase debido a la primera resonancia y 2) se aumenta la frecuencia de la segunda resonancia. Además, tal y como se ha estudiado en el capítulo 2, un valor pequeño de la inductancia de salida del convertidor Reductor mejora la rapidez con la que el convertidor puede responder ante escalones de carga.

Por lo tanto, **reducir la inductancia de salida del Reductor, $L_{Reductor}$, favorece a la respuesta dinámica del convertidor tanto desde el punto de vista de la pequeña señal como de la gran señal**. Desde el punto de vista de la pequeña señal porque la función de transferencia permite trabajar con anchos de banda más grandes y desde el punto de vista de la gran señal porque se aumenta la derivada de corriente que puede proporcionar el Reductor.

El mínimo valor de la inductancia de salida del Reductor vendrá definido por la respuesta dinámica deseada así como por el rendimiento del sistema. Un valor muy bajo de esta inductancia aumenta mucho el rizado de corriente en este convertidor, lo que penaliza las pérdidas relacionadas con este rizado aunque por otro lado permite trabajar con conmutación a tensión cero.

El valor de inductancia considerada, 170μH, para el Reductor da lugar a una derivada de corriente máxima en el Reductor relativamente lenta. Si el Reductor

atacase a un "transformador CC/CC de corriente", la derivada de corriente del Reductor vista en secundario sería del orden de 0'9A/µs, valor pequeño comparado con la respuesta de otros convertidores de esta Tesis (5A/µs o 20A/µs). Al reducir esta inductancia a 17µH, la capacidad dinámica del Reductor aumenta a valores más importantes, siendo la derivada vista en secundario de 9A/µs. En la sección 6.3.2 se comenta en más profundidad cuál ha sido el valor seleccionado para esta inductancia.



a) Ganancia *b) Fase*

Figura 6.8. Respuesta en frecuencia de la función de transferencia $\frac{v_S^*}{d^*}$ *:*

Influencia de la inductancia del Reductor "$L_{Reductor}$*".*

En la figura 6.9 se muestra la función de transferencia del convertidor de referencia para distintos valores de la capacidad interna C, capacidad de salida del Reductor y de entrada del Medio Puente. Esta capacidad interna afecta principalmente a la frecuencia de la segunda resonancia, de tal modo que **a menor valor de la capacidad C, mayor será la segunda resonancia, permitiendo un mayor ancho de banda**.

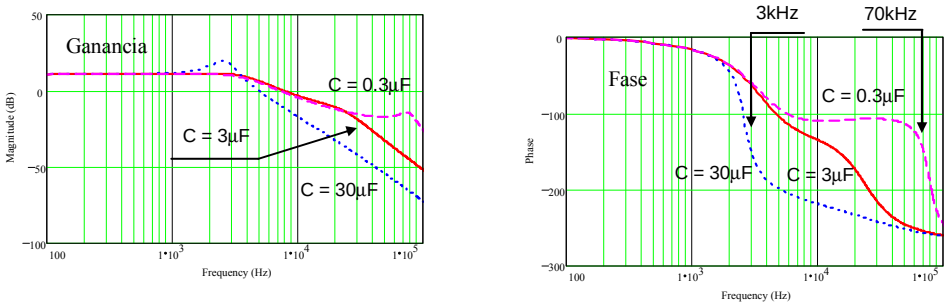
Desde el punto de vista de la gran señal, un mayor valor de la capacidad C permite almacenar más energía y por tanto responder mejor ante los escalones de carga mientras que el convertidor Reductor reacciona al transitorio. Una vez el convertidor Reductor reacciona al transitorio, se debe distinguir entre el escalón positivo y el escalón negativo de carga. Cuando el escalón de carga es positivo, cuanto menor sea el valor de la capacidad C, más rápidamente llegará la inyección de energía desde la bobina del reductor a la salida del convertidor. Sin embargo, cuando el escalón de carga es negativo, un valor alto de esta capacidad ayudará a absorber el exceso de energía que inyecta la bobina del reductor.

Por lo tanto, desde el punto de vista de gran señal la complejidad de la dinámica de esta topología dificulta la selección del valor más adecuado para esta capacidad.

Sin embargo, desde el punto de vista de pequeña señal, interesa reducir el valor de esta capacidad interna para poder tener un ancho de banda rápido.

En el ejemplo que se muestra en la figura 6.9, si las capacidades del Medio Puente fuesen de 30µF, el ancho de banda estaría limitado a 3kHz. Al reducir el valor de estas capacidades a 0'3µF, el máximo ancho de banda podría ser de 70kHz.

Por lo tanto estas capacidades interesan que sean lo más pequeñas posibles siempre y cuando garanticen una tensión intermedia razonablemente constante o continua.



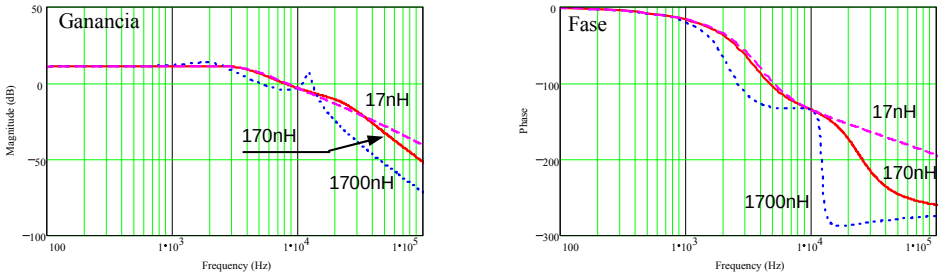
a) Ganancia *b) Fase*

Figura 6.9. Respuesta en frecuencia de la función de transferencia $\frac{v_S^*}{d^*}$ *:*
Influencia de la capacidad "C" de entrada al Medio Puente.

En la figura 6.10 se muestra la influencia de la inductancia de salida del Medio Puente L_{MP}. Esta inductancia afecta principalmente a la segunda resonancia, de forma que un valor pequeño de esta inductancia aleja la frecuencia de la segunda resonancia y por tanto permite un ancho de banda más grande.

De nuevo en este caso la pequeña señal y la gran señal coinciden en necesidades. **Cuanto más pequeño sea el valor de la inductancia de salida del Medio Puente, mayor será la derivada de corriente del Medio Puente así como el ancho de banda del convertidor de dos etapas**. Además un valor reducido de esta inductancia beneficia también al tamaño y al rendimiento.

Tal y como se ha comentado (figura 6.4) esta inductancia ha de filtrar la tensión de salida de la etapa rectificadora de forma que el mínimo valor de esta inductancia viene impuesto por la necesidad de filtrado requerida. En función de la capacidad de salida que se tenga se necesitará mayor o menor inductancia de salida del Medio Puente.



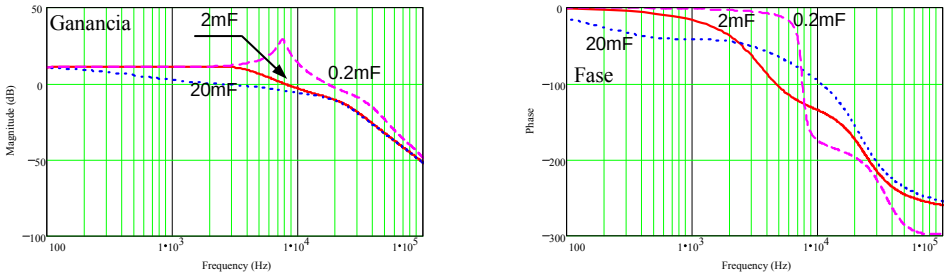
a) Ganancia *b) Fase*

Figura 6.10. Respuesta en frecuencia de la función de transferencia $\frac{v_S^*}{d^*}$*:*

Influencia de la inductancia "L_{MP}" de salida del Medio Puente.

Por último en la figura 6.11 se muestra la influencia de la capacidad de salida. Esta capacidad C_S afecta principalmente a la frecuencia de la primera resonancia. Un valor elevado de C_S distancia las frecuencias de las dos resonancias y por tanto facilita el aumento del ancho de banda.

De nuevo coinciden los intereses de la pequeña señal y la gran señal. Un valor alto de la capacidad C_S aumenta la cantidad de energía almacenada a la salida, mejorando la respuesta dinámica, y permite tener un mayor ancho de banda. El coste y el tamaño se ven perjudicados por el aumento de la capacidad de salida.



a) Ganancia *b) Fase*

Figura 6.11. Respuesta en frecuencia de la función de transferencia $\frac{v_S^*}{d^*}$*:*

Influencia de la capacidad "C_S" de salida del Medio Puente.

Como resumen del análisis realizado, se puede decir que:

- Un valor reducido tanto de la inductancia de salida del Reductor como la del Medio Puente mejoran la respuesta dinámica del convertidor ya que se

aumenta la derivada de corriente de cada una de las etapas y además permite aumentar el ancho de banda del sistema.

- En las topologías tipo Reductor de una etapa aumentar el condensador de salida beneficia la respuesta dinámica debido a que se almacena mayor energía y el regulador puede ser diseñado para el ancho de banda necesario. Sin embargo, en la topología *Reductor + Medio Puente (d = 50%)* un incremento de las capacidades internas (C_1=C_2) puede empeorar la respuesta dinámica del convertidor ya que se limita el ancho de banda del convertidor.

  Por lo tanto, las capacidades internas se deben diseñar con un valor suficientemente pequeño pero garantizando al mismo tiempo que la tensión intermedia tiene un rizado de tensión bastante pequeño para así asegurar el funcionamiento normal del Medio Puente.

  La energía que sea necesario almacenar para alimentar los escalones de carga es mejor almacenarla en los condensadores de salida del Medio Puente. Un valor alto de estos condensadores también favorece el incremento del ancho de banda.

En topologías más sencillas, como el Reductor o el Medio Puente de etapa única, la derivada de corriente de la bobina de salida está directamente relacionada con la respuesta dinámica del convertidor (capítulo 2). En este convertidor de dos etapas la derivada de corriente de la bobina del Reductor está también relacionada con la capacidad dinámica del sistema pero esta relación no es tan directa ya que se tiene un segundo filtro en serie, el del Medio Puente, que aunque tenga una inductancia pequeña va a suponer un freno a la respuesta dinámica del convertidor en su conjunto. Por lo tanto el diseño de este convertidor es más complicado y se ha generado un modelo promediado orientado a circuito ([151], [152] y [153]) para ayudar al diseño del convertidor y que permite simular el comportamiento del convertidor y verificar si el convertidor cumple o no las especificaciones dinámicas. Este modelo permite simulaciones de gran señal y debe usarse junto con las reglas de diseño de pequeña señal para conseguir la respuesta dinámica deseada.

La figura 6.12 muestra la evolución de la tensión de salida obtenida con este modelo durante un escalón de carga (de 0A hasta 7A, 100A/μs) para el diseño de referencia mostrado en la tabla 6.1. La desviación de tensión a la salida del convertidor es de 75mV.

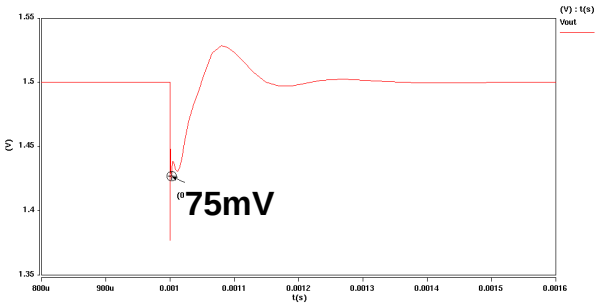


Figura 6.12. Evolución de la tensión de salida obtenida mediante el modelo promediado orientado a circuito ante un escalón de carga (de 0A a 7A, 100A/μs).

El diseño y la selección de la relación de vueltas, y los parámetros $L_{Reductor}$, C, L_{MP} y C_S es una tarea compleja que afecta a características tan importantes como la respuesta dinámica, el ancho de banda, el tamaño, el rendimiento y el coste. Considerar el comportamiento de pequeña señal (máximo ancho de banda) así como simular su respuesta ante escalones con el modelo promediado orientado a circuito es muy útil y facilita la optimización del convertidor.

La dinámica de esta topología es complicada y su diseño y optimización se facilita con el uso de herramientas de modelado y simulación.

6.3.2 APLICACIÓN PARA TELECOMUNICACIONES: PROTOTIPO VI

Esta solución de dos etapas se ha validado con dos prototipos. El primero de ellos es un convertidor (Prototipo VI de esta Tesis) pensado para aplicaciones de Telecomunicaciones. En la tabla 6.2 se muestran las principales especificaciones de este convertidor.

Tabla 6.2
ESPECIFICACIONES DEL PROTOTIPO VI
REDUCTOR + MEDIO PUENTE (50%).

Rango de tensión de entrada	36 V – 72 V
Tensión de salida	1'5V
Potencia de salida	30W
Corriente de salida	20A

6.3.2.1 Diseño del Prototipo VI

Para seleccionar los valores apropiados de los dos filtros se llevaron a cabo simulaciones de gran señal y pequeña señal. El diseño no se ha basado únicamente en

la respuesta dinámica sino también en consideraciones sobre el tamaño y el rendimiento.

Al ser éste, el primer prototipo con el que se validaba la topología *Reductor + Medio Puente (50%)*, no se fue muy ambicioso en la respuesta dinámica del convertidor, cuidándose más los aspectos relacionados con el rendimiento, la baja tensión y la alta corriente. El segundo convertidor (sección 6.3.3) sí que se ha diseñado siendo más ambicioso con la respuesta dinámica.

La primera decisión importante a tomar en el diseño de este convertidor es el valor de la tensión intermedia (V_{INT}). Esta tensión afecta de forma importante a las dos etapas del convertidor. Al tener una tensión de entrada que varía entre 36V y 72V y ser la primera etapa un convertidor Reductor, la tensión intermedia ha de ser inferior a 36V. Con el objetivo de que el ciclo de trabajo del Reductor no fuese excesivamente pequeño y al mismo tiempo la tensión de salida del Reductor, o de entrada al Medio Puente, no fuese demasiado pequeña se ha seleccionado un valor alrededor de 20V como tensión intermedia.

Una vez determinado el valor de la tensión intermedia, la relación de vueltas del transformador queda fijada. En este caso es 7:1:1.

Con la tensión intermedia fijada, también queda determinado el rango de ciclo de trabajo con el que va a trabajar el convertidor Reductor. Con esta información se puede diseñar la inductancia de salida del Reductor. Este valor es crítico para el convertidor y se debe seleccionar conjuntamente con la frecuencia de conmutación ya que afecta a aspectos muy importantes del rendimiento y la respuesta dinámica del convertidor. En función de la inductancia y la frecuencia de conmutación se tendrá un rizado de corriente más o menos grande que puede afectar de forma importante al rendimiento del convertidor.

En la tabla 6.3 se muestran dos posibles diseños para la inductancia del Reductor y la correspondiente frecuencia de conmutación. Para el análisis de esta tabla se debe conocer el dato de la corriente media por la bobina del Reductor: siendo la potencia de este convertidor 30W y la tensión intermedia de 20V, la corriente media por la bobina del Reductor es de 1’5A. La última columna de esta tabla, derivada de corriente equivalente en secundario, se corresponde con la máxima derivada de corriente que se puede tener en la bobina del convertidor Reductor pero pasada a secundario, es decir, multiplicada por la relación de vueltas del transformador (7:1).

El primero de los diseños, Diseño A, es un diseño de respuesta dinámica lenta dado que la máxima derivada de corriente en la bobina del Reductor está limitada a

0'9A/μs. El rizado de corriente en la bobina del Reductor es pequeño, 0'5A, respecto del valor medio de corriente por esa misma bobina. Este valor del rizado de corriente no permite que se pueda tener conmutación a tensión cero a plena carga si bien tiene la ventaja de reducir las pérdidas de los interruptores del Reductor por convivencia tensión-corriente en el apagado del MOSFET principal, momento en que el valor de la corriente es máximo.

El segundo de los diseños, Diseño B, es un diseño más agresivo en la respuesta dinámica que puede alcanzar, 9A/μs de derivada máxima en la bobina del Reductor. Este diseño presenta un mayor rizado de corriente en esta bobina, lo que aumenta las pérdidas por convivencia tensión – corriente en los interruptores del Reductor aunque por otro lado puede permitir alcanzar conmutación a tensión cero a plena carga. En la tabla 6.3 se puede ver que para una frecuencia de 200kHz, el rizado de corriente es de 3'5A. Dado el alto valor del rizado de corriente, en este diseño sería importante determinar cuál es la frecuencia óptima de trabajo, y por tanto el rizado de corriente óptimo (capítulo 2).

El diseño que se ha seleccionado para este prototipo es el diseño A, que si bien es un diseño más lento, permite alcanzar mejores rendimientos. Este prototipo fue el primero con el que se validó esta topología y se prefirió ser más conservador. En el siguiente prototipo, que se detalla en la sección 6.3.3, el diseño que se ha realizado es mucho más agresivo en este aspecto. Los buenos resultados que se han alcanzado en los dos prototipos permiten ser optimistas en los resultados que se obtendrían si se aplicara el diseño B a este primer prototipo.

Tabla 6.3

DOS DISEÑOS DEL PROTOTIPO VI CON DIFERENTE RESPUESTA DINÁMICA.

	$L_{Reductor}$	f_{SW}	$\Delta I_{Reductor}$	Derivada de corriente equivalente en secundario
Diseño A	170μH	150kHz	0,5A	0,9A/μs
Diseño B	17μH	200kHz	3,5A	9A/μs

Con el diseño A seleccionado, queda por determinar los valores del resto de los dos filtros. Los valores seleccionados son los de la tabla 6.1. Tal y como se ilustra en la sección 6.3.1, el diseño de los filtros se realiza teniendo en cuenta no sólo la gran señal sino también la respuesta en frecuencia (pequeña señal) que se tiene y que no debe limitar el ancho de banda.

La inductancia de salida del Medio Puente se seleccionó junto con la capacidad de salida del convertidor para filtrar adecuadamente los rizados de alta frecuencia, respetando al mismo tiempo los criterios de pequeña señal definidos en la sección 6.3.1. Además, el valor de esta inductancia debe ser lo más pequeño posible ya que limita la dinámica del convertidor Reductor que le antecede El valor de la inductancia de salida del Medio Puente seleccionado para este diseño es de 170nH,

Si pensamos en el Reductor equivalente que puesto en secundario nos daría la misma derivada de corriente que el Reductor de primario del diseño A, la inductancia de este Reductor equivalente sería alrededor de 1'7μH. En el diseño A, la influencia de la inductancia del segundo filtro (L_{MP} = 170nH) en la dinámica del Reductor de primario es pequeña ya que esta inductancia es diez veces más pequeña que la inductancia del Reductor equivalente.

En el caso del diseño B, la influencia de la inductancia del segundo filtro es más significativa ya que las inductancias son del mismo orden de magnitud. Siendo alrededor de 170nH la inductancia del Reductor equivalente, el diseño B debería hacerse con una inductancia del segundo filtro mucho menor del valor actual para así poder atenuar su influencia. Esta reducción de la inductancia de salida del Medio Puente, necesitaría de una mayor capacidad de salida. Por lo tanto, si se hubiese optado por un diseño más rápido, como es el caso del diseño B, la inductancia del Medio Puente debería ser más pequeña y la capacidad de salida más alta, tendencias que por otra parte coinciden con las necesidades de pequeña señal para poder incrementar el ancho de banda.

Las capacidades de entrada del Medio Puente, o de salida del Reductor, se han diseñado con un valor de $C = C_1 = C_2 = 3\mu F$ para así poder alcanzar un ancho de banda de 10kHz en el diseño del lazo de control. Estos condensadores son cerámicos de tensión 30V.

La bobina de salida del Reductor se ha construido en un núcleo RM6S/I. Los MOSFETs del Reductor Síncrono están ambos en el mismo encapsulado de montaje superficial SO8. El dispositivo seleccionado de 80V es el Si 4980DY. La tensión de entrada no es muy alta, siendo más importantes las pérdidas de conducción que las de conmutación.

La tensión intermedia de 20V permite tener en el primario del Medio Puente MOSFETs de 30V. Cada MOSFET está también en un encapsulado de montaje superficial (SO8), el dispositivo seleccionado es el Si 4412DY.

Respecto del transformador, la relación de transformación es 7:1:1. Para facilitar el acoplamiento y reducir las pérdidas de conducción el número de vueltas se ha llevado al mínimo (7:1:1) diseñando el transformador en un núcleo RM6S/I con conductores planos para optimizar el acoplamiento entre los devanados ([48], [47]).

Para los rectificadores síncronos se han utilizado también dispositivos de montaje superficial, poniendo cuatro MOSFETs Si4420DY (SO8) en paralelo por rama. La bobina de salida se ha diseñado en un núcleo E plano (EI14/3.5/5) que tiene una única vuelta dado el pequeño valor de inductancia que se necesita.

Los *Rectificadores Síncronos* de este convertidor se excitan utilizando el *nuevo esquema de RSA* propuesto en el capítulo 3.

En la figura 6.13 se muestra una fotografía de este convertidor. A continuación se dan los resultados experimentales más relevantes de este convertidor.

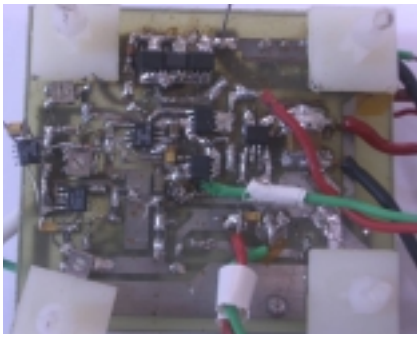
6.3.2.2 Resultados experimentales del Prototipo VI

En la figura 6.14 se muestra la respuesta en frecuencia del convertidor de dos etapas medida en condiciones nominales. En la misma figura se compara la respuesta en frecuencia medida con la estimada por el modelo promediado. Los resultados muestran la validez del modelo promediado y por tanto también validan el análisis de pequeña señal realizado en la sección 6.3.1 y los criterios de diseño obtenidos en este análisis.

En la figura 6.15 se muestra el rendimiento medido en el convertidor a plena carga (20A) y para diferentes tensiones de entrada. El rendimiento de la primera etapa, el convertidor Reductor, es muy alto, superior al 96% en todo el rango de tensión de entrada. El rendimiento de la segunda etapa, el "transformador de CC/CC", es también bastante alto, 90%, ya que se debe tener en cuenta que la baja tensión de salida (1,5V) y las altas corrientes (20A). Esta segunda etapa se ha podido optimizar para las condiciones de salida gracias a que la tensión de entrada es siempre la misma y se ha tenido libertad para seleccionar el valor más adecuado.

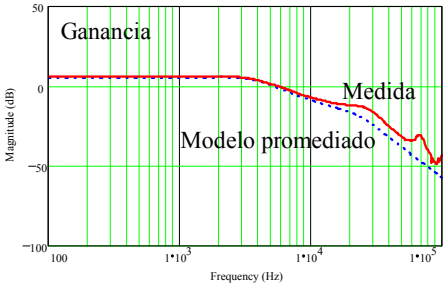
El rendimiento del convertidor en su conjunto, teniendo en cuenta las pérdidas de la primera y la segunda etapa, es superior al 86% para todo el rango de tensión de entrada (36V – 72V).

a) Vista superior

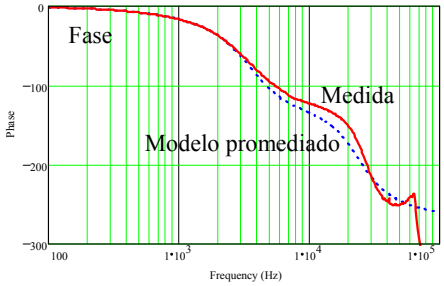


b) Vista inferior

Figura 6.13. Fotografía del Prototipo VI: Reductor + Medio Puente (50%).



a) Ganancia



b) Fase

Figura 6.14. Comparación de la respuesta en frecuencia ($\frac{v_S^*}{d^*}$) medida en el prototipo con la estimada por el modelo promediado. Barrido de frecuencia: 100Hz – 100kHz.

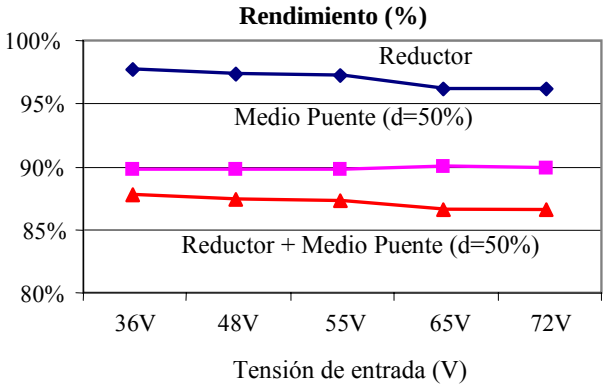


Figura 6.15. Medidas de rendimiento del Prototipo VI (Reductor + Medio Puente (50%)) a plena carga (20A) y para diferentes tensiones de entrada.

En la figura 6.16 se muestra cómo es la evolución de la tensión de salida del convertidor cuando se somete a escalones de carga. El escalón de carga es de 0A a 6A con una pendiente de 40A/µs. Ante este escalón, el convertidor responde de forma parecida a como lo hace el Prototipo I (sección 4.4), convertidor Medio Puente de una única etapa (figura 4.32), con una desviación máxima de tensión de 80mV.

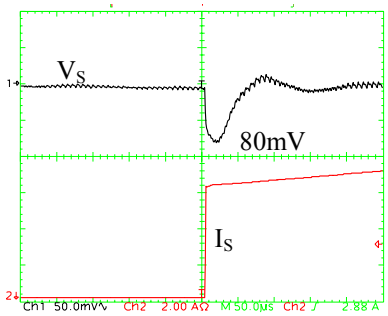


Figura 6.16. Evolución de la tensión de salida del convertidor cuando se somete a un escalón de carga de 0A a 6A con una pendiente de 40A/µs.
Vs (50mV/div, 50µs/div), Is (2A/div, 50µs/div).

6.3.2.3 Comparación con un convertidor de una etapa

Los resultados obtenidos en este convertidor de dos etapas (Prototipo VI) se pueden comparar con los obtenidos en el convertidor Medio Puente de una única etapa del capítulo 4 (Prototipo I). Los dos convertidores son para aplicaciones de telecomunicaciones y tienen similares especificaciones. El rango de tensión de entrada es el mismo 36V – 72V y la tensión de salida es la misma 1'5V. Los dos convertidores han sido diseñados con una capacidad de respuesta dinámica similar, siendo su derivada de corriente alrededor de 1A/µs. La principal diferencia está en la corriente de salida, el prototipo de dos etapas puede proporcionar una corriente de 20A mientras que el de una única etapa está diseñado para la mitad de corriente (10A) y por tanto la mitad de potencia.

La respuesta dinámica del convertidor de una única etapa es ligeramente mejor (figura 4.32) que la del prototipo de dos etapas (figura 6.16). De hecho, teniendo similares anchos de banda y similar capacidad de salida, el convertidor de una única etapa presenta una derivada de corriente máxima algo mayor (1'2A/µs) que la derivada de corriente equivalente que tiene este prototipo de dos etapas (0'9A/µs). Es muy razonable pensar que ajustando ligeramente el diseño de este convertidor de dos etapas se obtendría una respuesta dinámica idéntica a la del Prototipo I.

Por otra parte el rendimiento de los dos convertidores es muy similar. El convertidor de dos etapas presenta un rendimiento superior al 86% a plena carga y en todo el rango de tensión de entrada y el convertidor de una única etapa tiene un rendimiento superior al 87% (figura 4.23) a plena carga y para todo el rango de tensiones de entrada. En este punto, se ha de destacar que la corriente de salida del convertidor de dos etapas es de 20A mientras que en el de una etapa es 10A. Trabajar con 20A aumenta significativamente las pérdidas de conducción y por tanto dificulta en mayor medida mantener rendimientos altos. Esta solución de dos etapas mantiene el rendimiento alto gracias a que su etapa de salida se puede optimizar para esas condiciones.

Por lo tanto, en términos de rendimiento y respuesta dinámica el convertidor basado en dos etapas presenta unos resultados similares a los obtenidos en el convertidor de una única etapa. Estos resultados demuestran que **la solución propuesta de dos etapas es una solución viable e interesante** siendo sus principales ventajas:

1) Pese a tener dos etapas en cascada, el rendimiento del convertidor se mantiene alto incluso con altas corrientes de salida gracias a que la etapa de salida se puede optimizar para las altas corrientes.
2) La principal ventaja está en poder **trabajar con complicadas condiciones de entrada al convertidor (amplio rango, alta tensión) sin que afecte a la etapa de salida** y por tanto pudiendo optimizar esta etapa para las condiciones de salida (baja tensión y alta corriente).

6.3.3 APLICACIÓN PARA TENSIÓN UNIVERSAL: PROTOTIPO VII

Para demostrar que esta solución de dos etapas permite trabajar con condiciones de entrada muy complicadas sin afectar prácticamente a la etapa de salida se ha construido un segundo prototipo basado en esta solución de dos etapas (Prototipo VII).

Las principales especificaciones de este convertidor se muestran en la tabla 6.4. En este prototipo se ha sido mucho más ambicioso en las especificaciones siendo tres las diferencias fundamentales con respecto al prototipo anterior:

1) Las condiciones de entrada son muy extremas. Este convertidor se alimenta desde tensión alterna universal y rectificada. La tensión alterna universal puede variar entre 85V y 220V eficaces de alterna lo que significa que después de rectificar esta tensión la variación sería entre 120V y 380V de continua. Siendo la tensión de salida 1`5V, quiere esto decir que en el peor de

los casos este convertidor ha de transformar 380V en 1'5V con alta corriente (30A).

2) La corriente de salida es más alta, 30A, con las correspondientes implicaciones en pérdidas de conducción.
3) También se ha diseñado este convertidor con una dinámica mucho más rápida. En el convertidor anterior la derivada de corriente equivalente vista en secundario es de 0`9A/µs. Sin embargo el convertidor Reductor de este segundo prototipo se ha diseñado con una derivada de corriente equivalente mucho más rápida: 19A/µs.

Tabla 6.4
ESPECIFICACIONES DEL PROTOTIPO VII
REDUCTOR + MEDIO PUENTE (50%).

Rango de tensión de entrada	120 V – 380 V
Tensión de salida	1'5V
Potencia de salida	45W
Corriente de salida	30A

6.3.3.1 Diseño del Prototipo VII

La primera decisión importante está en la tensión intermedia. Se han comparado dos posibilidades: 48V y 72V. En la tabla 6.5 se muestra cómo influye esta tensión en algunos parámetros del circuito. Tanto el ciclo de trabajo como la corriente de salida del Reductor han sido estimados suponiendo un rendimiento del 94% en la primera etapa y del 90% en la segunda.

Desde el punto de vista del convertidor Reductor la tensión de 72V es más apropiada ya que le proporciona un ciclo de trabajo más centrado y como consecuencia una corriente media en la bobina de salida más reducida. Este menor valor de la corriente aporta dos ventajas al convertidor Reductor.

1) Por un lado se reduce la corriente circulante por el mismo, reduciendo las pérdidas de conducción y permitiendo obtener conmutación a tensión cero con un rizado de corriente en la bobina también más pequeño. Como se verá en las siguientes páginas, dada la alta tensión de entrada de este convertidor, conmutar con tensión cero mejora el rendimiento del Reductor de forma importante.
2) La segunda ventaja de tener una corriente de salida más pequeña está en las pérdidas de conmutación, convivencia tensión – corriente, que también se ven más favorecidas.

Desde el punto de vista de la segunda etapa y más concretamente desde el punto de vista del diseño del transformador del Medio Puente, una tensión intermedia más pequeña simplifica el diseño del mismo ya que la relación de vueltas no es tan grande. Para 72V de tensión intermedia la relación de vueltas requerida es 24:1 mientras que para 48V esta relación es 16:1.

Dado que el diseño de la etapa de salida es en principio más crítica como consecuencia de las altas corrientes, **se ha optado por una tensión intermedia de 48V**, simplificando de esta forma el diseño del transformador. Por lo tanto, la relación de vueltas queda finalmente en 16:1.

Tabla 6.5

INFLUENCIA DE LA TENSIÓN INTERMEDIA.

Tensión intermedia	Variación ciclo de trabajo	Relación de transformación	Corriente de salida del Reductor
48V	13% - 42%	16:1	1'1A
72V	20% - 64%	24:1	0'74A

El siguiente paso a dar es la selección de la inductancia de salida del Reductor junto con la frecuencia de conmutación. Dado lo alto de las tensiones de entrada, conmutar con tensión cero (ZVS) resulta bastante importante; este factor junto con la respuesta dinámica son los elementos que más se han tenido en cuenta para el diseño del binomio inductancia – frecuencia de conmutación.

Para tener una capacidad de respuesta dinámica mucho más rápida que la que se obtuvo en el prototipo anterior, se quiere diseñar el convertidor Reductor con una derivada de corriente equivalente en secundario alrededor de 20A/μs. Una inductancia de salida de la primera etapa en torno a 50μH permite tener esta derivada de corriente equivalente en todo el rango de tensiones de entrada.

A partir de este valor de inductancia, se fija la frecuencia de conmutación en torno a 250kHz. Frecuencias en torno a este valor, que no es muy elevado, permiten tener rizados de corriente en la bobina que posibilitan conmutar con tensión cero en el convertidor Reductor.

Para verificar que un diseño alrededor de estos valores es viable, se ha construido un convertidor Reductor y se ha probado experimentalmente en torno a los valores que ha de trabajar. En la tabla 6.6 se muestran los datos de rendimiento medidos en el convertidor Reductor trabajando a plena carga (45W), siendo la tensión de salida de 48V y la frecuencia de conmutación de 250kHz. Las medidas de rendimiento se han

realizado para tres tensiones de entrada (120V, 250V y 380V) y para dos inductancias de salida diferentes (40μH y 50μH).

La principal conclusión que se extrae de estas medidas es que el diseño es viable, obteniéndose un rendimiento bastante alto, 94% en promedio.

Para el valor de inductancia de 40μH, se observa que al aumentar la tensión de entrada va cayendo el rendimiento. Con este valor de inductancia el rizado de corriente en la bobina es suficientemente grande como para tener conmutación a tensión cero (ZVS) en todo el rango de tensión de entrada. Al aumentar la tensión de entrada, va creciendo el rizado de corriente; este crecimiento es en vano ya que la condición de ZVS se alcanza con el rizado más pequeño, el correspondiente a 120V, y lo único que se hace es aumentar las pérdidas de conmutación.

Para el valor de inductancia de 50μH, se tiene un rendimiento ligeramente mayor con las tensiones de entrada más altas gracias a que esta mayor inductancia reduce el rizado de corriente. Al ir bajando la tensión de entrada el rendimiento va creciendo salvo cuando se pierde la condición de ZVS. Para la tensión de entrada de 120V, el rizado de corriente con esta bobina es muy pequeño y no se cumple la condición de conmutación a tensión cero.

Tabla 6.6

RENDIMIENTO MEDIDO EN EL REDUCTOR A PLENA CARGA (45W), TENSIÓN DE SALIDA 48V Y FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN DE 250KHZ.

Inductancia del Reductor	Rendimiento medido a V_E = 120V	Rendimiento medido a V_E = 250V	Rendimiento medido a V_E = 380V
40μH	96%	94%	92%
50μH	90%	94'5%	92'5%

Comparando el rendimiento medido con una y otra inductancia, se comprueba la **importancia de tener conmutación a tensión cero (ZVS) en este prototipo**. Al subir el valor de 40μH a 50μH, el rendimiento del convertidor a 120V cae seis puntos como consecuencia de perder la condición de ZVS. Sin embargo, mientras que se cumple la condición de ZVS con la bobina de 50μH, el rendimiento con esta bobina es mayor que con la inductancia de valor inferior.

Dada la importancia de trabajar con conmutación a tensión cero, **el diseño que finalmente se ha seleccionado corresponde a una inductancia de 40μH y una frecuencia de conmutación de 250kHz**. Además, con esta inductancia, la derivada de

corriente equivalente del convertidor Reductor es al menos 19A/μs para todo el rango de tensión de entrada.

El filtro de salida del Medio Puente se ha diseñado para filtra adecuadamente el rizado de alta frecuencia, siendo la inductancia de salida, L_{MP}; de 120nH y la capacidad de salida, C_S, de 2mF.

Esta inductancia de salida del Medio Puente es un valor alto respecto de la inductancia de salida del Reductor. La inductancia equivalente del Reductor vista en secundario es alrededor de 80nH. Por lo tanto, la inductancia del Medio Puente resulta ser del mismo orden de magnitud que la inductancia equivalente del Reductor, lo que representa una limitación a la respuesta dinámica del Reductor.

Para aprovechar mejor la capacidad de respuesta dinámica que se ha dado al Reductor, se debería revisar el diseño del filtro de salida del Medio Puente, reduciendo el valor de su inductancia de salida y subiendo por tanto su capacidad de salida. Evidentemente, este proceso de reducir la inductancia de salida del Medio Puente tiene un coste en el tamaño y el precio de la capacidad de salida que va siendo necesaria. Además, valores inferiores a 10nH no mejorarían la dinámica del conjunto ya que estaríamos muy próximos al límite impuesto por la inductancia de dispersión del transformador vista en secundario.

La capacidades de entrada al Medio Puente o de salida del Reductor se han diseñado con un valor de $C_1 = C_2 = C = 1\mu F$ para poder tener un ancho de banda de 10kHz. Para mejorar la respuesta dinámica de este convertidor sería necesario reducir el valor de estos condensadores y/o aplicar otras técnicas de control. Por ejemplo en [121] y [123] se proponen técnicas de control de varios lazos para poder incrementar el ancho de banda de esta solución topológica que se propone en esta tesis.

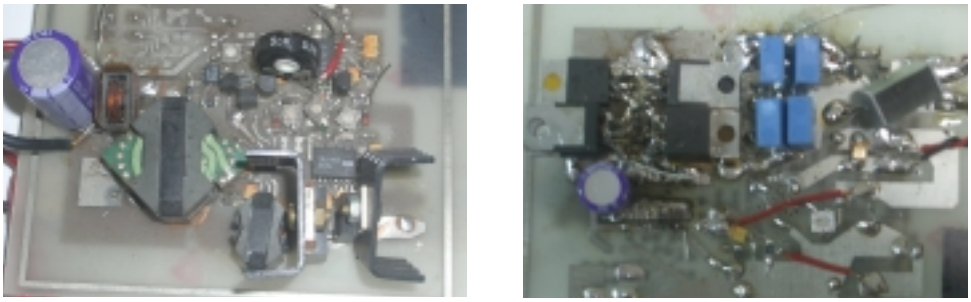
Los interruptores del convertidor Reductor son MOSFETs BUZ61 (encapsulado TO220). La inductancia del Reductor (40μH) se ha diseñado en un núcleo RM6S/I de material 3F3.

Cada interruptor de primario del Medio Puente se ha implementado en un MOSFET Si 4480DY de 80V y cuyo encapsulado es de montaje superficial (SO8). El transformador, de relación de transformación 16:1:1, se ha construido con conductores planos en un núcleo RM10 LP de material 3F3.

Los rectificadores síncronos son tres dispositivos HUF76145 (encapsulado TO220) puestos en paralelo en cada rama. La bobina de salida es un núcleo E plano (EI14/3.5/5).

Los *Rectificadores Síncronos* de este convertidor se excitan utilizando el *nuevo esquema de RSA* propuesto en el capítulo 3.

En la figura 6.17 se muestra una fotografía de este prototipo.



a) Vista superior *b) Vista inferior*

Figura 6.17. Fotografía del Prototipo VII: Reductor + Medio Puente (50%).

6.3.3.2 Resultados experimentales del Prototipo VII

En la figura 6.18 se muestra el rendimiento medido en el convertidor a plena carga (30A) y para diferentes tensiones de entrada. En este caso y dado lo alto de las tensiones de entrada el rendimiento de la primera etapa no es tan alto como con el Prototipo VI. En cualquier caso el rendimiento de esta primera etapa es bastante alto, 96% en el mejor caso y 92% en el peor, viéndose penalizado al subir la tensión de entrada.

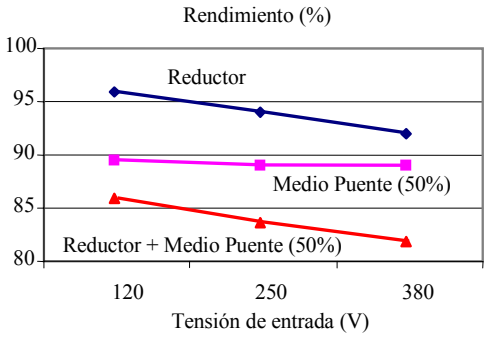


Figura 6.18. Medidas de rendimiento del Prototipo VII (Reductor + Medio Puente (50%)) a plena carga (30A) y para diferentes tensiones de entrada.

El rendimiento de la segunda etapa, el "transformador de CC/CC", es también bastante alto, 89%, ya que se debe tener en cuenta que la baja tensión de salida (1'5V) y las altas corrientes (30A). Esta segunda etapa se ha podido optimizar para las

condiciones de salida gracias a que la tensión de entrada es siempre la misma y se ha tenido libertad para seleccionar el valor más adecuado.

Como posible mejora del convertidor cabría plantearse el diseño con una tensión intermedia más alta, por ejemplo 72V, lo que mejoraría el convertidor Reductor y habría que estudiar como afectaría al convertidor Medio Puente.

El rendimiento del convertidor en su conjunto, teniendo en cuenta las pérdidas de la primera y la segunda etapa, es muy alto variando entre 86% y 82% en función de la tensión de entrada (120V – 380V). Se ha de insistir en que este rendimiento es muy alto ya que estamos hablando de un convertidor que desde 380V genera una salida de 1'5V y 30A. Además este convertidor tiene una capacidad de respuesta dinámica mayor que la del Prototipo VI.

El objetivo de este segundo prototipo era evaluar con unas especificaciones muy ambiciosas la solución de dos etapas propuesta. **Los resultados muestran el interés de la solución propuesta ya que permite generar una baja tensión de alimentación (1'5V) con alta corriente (30A) desde unas condiciones de entrada muy adversas (120V-380V)**. La capacidad dinámica de este prototipo es bastante rápida pero sería necesario utilizar otras técnicas de control ([121], [123], [125], [129], [130]) para aprovechar al máximo esa capacidad.

6.3.4 RESUMEN: REDUCTOR + MEDIO PUENTE (50%)

Esta primera solución de dos etapas propuesta, *Reductor + Medio Puente (50%)*, es una **solución viable y que aporta sus ventajas respecto de soluciones de una única etapa**.

Esta solución de dos etapas se basa en una primera etapa, el convertidor Reductor, que se encarga de regular la tensión de salida así como de absorber o adaptar las condiciones adversas de la entrada y una segunda etapa que se comporta como un "transformador de CC/CC de tensión" que se encarga de adaptar la salida de la primera etapa a las condiciones de salida requeridas por la carga.

Los resultados experimentales sobre dos prototipos han mostrado que pese a lo que pudiese parecer a priori tener dos etapas en cascada no penaliza el rendimiento del convertidor ya que se posibilita optimizar cada una de las etapas, la primera etapa se optimiza para las condiciones de entrada y la segunda se optimiza para las bajas tensiones y las altas corrientes.

La principal desventaja de esta solución está en que tiene un doble filtro LC lo que penaliza la respuesta dinámica de esta solución. Bien es verdad que un doble filtro LC permite filtrar fácilmente el rizado de alta frecuencia. Sin embargo, la inductancia de salida del Medio Puente limita la rápida derivada de corriente que pueda alcanzarse en la primera etapa.

Se ha analizado cómo se debe diseñar este doble filtro para optimizar la respuesta dinámica del convertidor. Las inductancias de las dos etapas deben ser lo más pequeñas posibles y la capacidad de salida tan alta como se necesite. Sin embargo, la capacidad intermedia interesa que sea lo más pequeña posible para poder incrementar el ancho de banda del convertidor. Por otro lado, esta capacidad intermedia es la capacidad del Medio Puente y debe almacenar suficiente energía para el correcto funcionamiento de esta topología. Dada la compleja dinámica de esta topología, el uso de técnicas de promediado de circuitos así como la simulación de circuitos es de gran ayuda para su diseño y optimización.

En [121], [123] y [125] se analizan y proponen diferentes técnicas de control de múltiples lazos para mejorar la dinámica de la topología *Reductor + Medio Puente (50%)* propuesta en la presente tesis. También sería interesante plantearse el uso de técnicas de control no lineal ([129], [130], etc.) para aprovechar al máximo la capacidad dinámica de esta solución.

Estos dos prototipos también han servido para validar el *nuevo esquema de RSA* propuesto en el capítulo 3 ya que los *Rectificadores Síncronos* de estos dos convertidores se excitan utilizando este nuevo circuito.

El campo de aplicación de esta solución de dos etapas está principalmente en generar desde condiciones adversas de entrada, alta tensión y/o amplio rango de tensión de entrada (18V-72V, 120V-380V), tensiones de salida muy bajas (1'5V, 1V o menos) y altas corrientes de salida (20A – 50A). La respuesta dinámica de esta solución está limitada por el doble filtro LC por lo que esta solución no pretende competir con las soluciones basadas en convertidores Multifase de alta respuesta dinámica (Capítulo 5).

Esta solución está orientada a alimentar microprocesadores de generación media/alta, es decir de respuesta dinámica no muy exigente, pero permite hacerlo desde alta tensión y/o amplio rango de tensión de entrada.

6.4 Convertidor Reductor Multifase + Transformador de corriente CC/CC (50%)

Tal y como se ha explicado en la sección 6.2.2 de este capítulo la segunda topología que se propone es el *Reductor Multifase + Push Pull (50%)*. Por un lado el Reductor Multifase se encarga de regular la tensión de salida y lo hace con una capacidad dinámica importante gracias a utilizar técnicas de entrelazado de convertidores. La segunda etapa, convertidor Push Pull alimentado en corriente y trabajando con ciclo de trabajo constante del 50%, se comporta como un transformador CC/CC de corriente que reproduce en secundario la corriente inyectada por el Reductor Multifase. Comparada con la solución de dos etapas basada en el transformador de tensión, la ventaja de esta segunda opción es que el transformador de corriente no limita la respuesta dinámica con que se pueda diseñar la primera etapa.

El convertidor *Reductor Multifase* es una solución muy interesante para alimentar cargas que demanden una rápida respuesta dinámica. La principal limitación de esta solución es que la tensión de entrada no puede ser muy alta respecto de su tensión de salida. Tal y como se ha visto en el Capítulo 5, para una tensión de salida alrededor de 1V, el convertidor *Reductor Multifase* funciona adecuadamente con tensiones de entrada de 12V o inferiores, produciéndose muchas pérdidas a mayores tensiones de entrada. Cuando existen grandes diferencias entre la tensión de entrada y la de salida, por ejemplo una relación V_E/V_S del orden de 12/1, 24/1 o mayor, el ciclo de trabajo del *Reductor Multifase* es muy pequeño lo que afecta de forma muy negativa a las prestaciones de esta solución:

1) La cancelación de rizado es muy pequeña.
2) Las pérdidas de conmutación son muy importantes. Por un lado, en los interruptores se produce la convivencia de la alta tensión de entrada (12V, 24V) con la alta corriente de salida. Además y como consecuencia de la menor capacidad de cancelación de rizado, la frecuencia de conmutación necesaria es más alta lo que implica de nuevo un incremento de las pérdidas de conmutación.

Para superar estos inconvenientes y poder encontrar soluciones basadas en el Reductor Multifase que puedan, desde 24V, alimentar las exigentes cargas electrónicas es necesario hacer crecer el número de fases lo que representa un incremento de tamaño y coste considerables (Capítulo 5).

La ventaja de la solución en dos etapas que se propone es que permite extender las ventajas del convertidor *Reductor Multifase* a aplicaciones de mayor tensión de entrada: 24V, 48V. De esta forma, el convertidor *Reductor Multifase* se diseña con una tensión de salida más adecuada al nivel de entrada que permite optimizar el diseño del mismo; la segunda etapa se encarga de adaptar los niveles de tensión y corriente a los demandados por la carga (figura 6.19).

De esta forma el ciclo de trabajo del Reductor Multifase se encuentra alrededor del 50%, lo que permite alcanzar niveles de cancelación de rizado muy importantes. Además, si bien la tensión de entrada es alta (24V, 48V), la corriente de salida es pequeña (I_{CC}/n) lo que reduce de forma muy importante las pérdidas de conmutación.

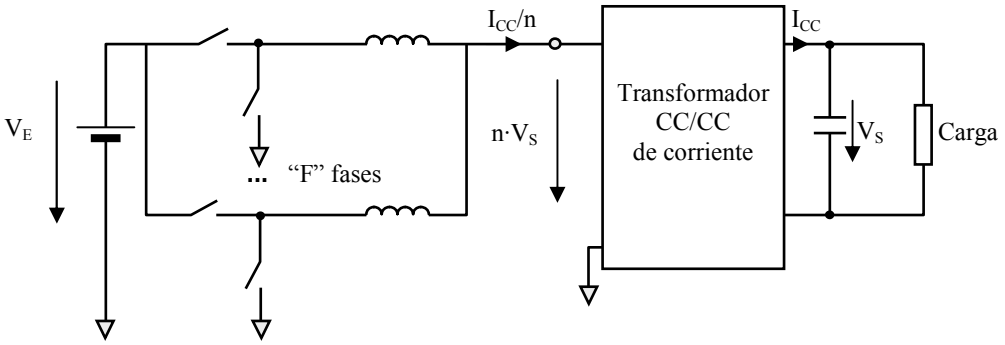


Figura 6.19. Reductor Multifase de "F" fases con transformador de corriente a su salida para adaptar los niveles de tensión y corriente.

6.4.1 INFLUENCIA DE LA RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN (n:1)

A continuación se va a analizar cómo afecta la relación de transformación a la capacidad de respuesta dinámica del Reductor Multifase para un determinado rizado de corriente a la salida en secundario (ΔI).

Siendo "F" el número de fases, "n" la relación de transformación del transformador de corriente y "L" la inductancia de salida por fase, la máxima derivada de corriente a la salida con la que es capaz de responder el convertidor en dos etapas propuesto (figura 6.19) viene dada, dependiendo de si el escalón de carga es de subida o de bajada, por una de las siguientes dos ecuaciones:

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{subida} = n \cdot F \cdot \frac{V_E - n \cdot V_S}{L} \qquad \textit{Ecuación 6.2}$$

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{bajada} = n \cdot F \cdot \frac{n \cdot V_S}{L} \qquad \textit{Ecuación 6.3}$$

Siendo "F_C" el factor de cancelación de rizado que se tiene en los convertidores Multifase en función del ciclo de trabajo al que se esté operando [52], la relación entre el rizado de corriente a la salida "ΔI" y el rizado de corriente que se tiene en cada bobina de salida del Reductor Multifase "ΔI_L" viene dado por la siguiente expresión:

$$\frac{\Delta I}{n} = F_C \cdot \Delta I_L \qquad \textit{Ecuación 6.4}$$

La inductancia por fase "L" necesaria para limitar el rizado de corriente a la salida "ΔI" a un cierto valor para una frecuencia de conmutación "f_{SW}" y un ciclo de trabajo es:

$$L = \frac{n^2 \cdot V_S \cdot (1-d) \cdot F_C}{\Delta I \cdot f_{SW}} \qquad \textit{Ecuación 6.5}$$

Substituyendo la ecuación 6.5 en las ecuaciones 6.2 y 6.3, la derivada de corriente máxima que se puede alcanzar en la solución de dos etapas propuesta se puede expresar por las siguientes ecuaciones:

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{subida} = F \cdot \frac{\Delta I \cdot f_{SW}}{d \cdot F_C} \qquad \textit{Ecuación 6.6}$$

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{bajada} = F \cdot \frac{\Delta I \cdot f_{SW}}{(1-d) \cdot F_C} \qquad \textit{Ecuación 6.7}$$

Lo primero que se debe destacar de estas ecuaciones es que la derivada de corriente máxima que puede alcanzar a la salida (en secundario) la solución de dos etapas propuesta no depende de la relación de transformación de la segunda etapa. Además, si se realizara de forma análoga el cálculo de la derivada de corriente de un Reductor Multifase se obtendrían exactamente estas dos mismas ecuaciones.

Por lo tanto, **la relación de transformación de la segunda etapa no afecta a la capacidad de respuesta dinámica de la solución en dos etapas propuesta**, teniéndose la misma capacidad que la de un Reductor Multifase que trabajase con la misma frecuencia de conmutación y con el mismo ciclo de trabajo. De esta forma se consiguen las mismas ventajas que las de un Reductor Multifase con tensión de entrada el doble de la de salida ($V_E = 2V_S$).

La misma conclusión se obtiene cuando se estudia la energía (tamaño) manejada por las bobinas de salida. A priori, mirando la ecuación 6.5, podría parecer que las

bobinas de salida de cada fase van a ser más grandes ya que para una misma frecuencia de conmutación requieren un valor de inductancia "n^2" veces más grande. Sin embargo, por otra parte la corriente que circula por cada bobina es "n" veces más pequeña (I/n) y al calcular la energía almacenada en cada bobina de salida ($\frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2$) se comprueba inmediatamente que la energía almacenada en las bobinas del Reductor Multifase de la primera etapa es la misma que la energía almacenada en las bobinas de un Reductor Multifase con la misma capacidad dinámica, el mismo número de fases, la misma frecuencia de conmutación y el mismo ciclo de trabajo.

La principal aportación de la relación de transformación está en adaptar el nivel de tensión y de corriente demandados por la carga a unos niveles adecuados para el Reductor Multifase de la primera etapa para así trabajar con ciclo de trabajo alrededor del 50% y con corrientes "n" veces más pequeñas.

6.4.2 TRANSFORMADOR DE CORRIENTE CC/CC

Ya se ha comentado en la sección 6.2.2 que la topología seleccionada como transformador de corriente es el convertidor **Push-Pull alimentado en corriente** y trabajando con un ciclo de trabajo constante del 50%. Las bobinas de salida del Reductor Multifase se comportan como una fuente de corriente que alimenta a esta segunda etapa (figura 6.5).

El modo de operación del Push-Pull alimentado en corriente es bien conocido [1] y no se va a explicar en este documento. Únicamente se quiere destacar dos aspectos importantes para esta aplicación.

El primero de ellos es que la función de esta segunda etapa es únicamente adaptar en nivel de corriente inyectado por el Reductor Multifase al nivel demandado por la carga. Por este motivo esta segunda etapa no requiere ninguna capacidad de regulación y opera con ciclo de trabajo constante e igual al 50%.

El segundo aspecto que es importante destacar hace referencia a la sincronización de los interruptores de primario. Como esta topología está alimentada en corriente, siempre debe de haber algún interruptor de primario conduciendo. Por lo tanto, el cambio de un interruptor a otro debe hacerse a través de un paso intermedio con los dos interruptores conduciendo. Sin embargo, este tiempo de solape de los dos interruptores de primario debe ser lo más reducido posible ya que mientras que dura este solape el convertidor no inyecta corriente al secundario y son los condensadores de salida los que deben alimentar esta falta de corriente. En resumen, cuanto más

reducido sea el tiempo de solape de estos interruptores, más continua será la corriente por secundario. Esta sincronización es muy importante para reducir al máximo el filtro de salida.

Dependiendo de cómo sea la sincronización de los interruptores así como del acoplamiento del transformador de potencia, la corriente por secundario será más o menos continua pudiendo ser necesaria una pequeña inductancia en serie para filtrar esta corriente. La propia inductancia parásita del acoplamiento del transformador puede ayudar a filtrar la corriente de salida. En el caso de ser necesario poner una pequeña inductancia en serie, la capacidad dinámica del Reductor Multifase de la primera etapa se verá afectada por este segundo filtro.

Otro posible candidato para ser usado como transformador de corriente es el convertidor propuesto en la patente: "*Schlecht, Martin F., "High Efficiency Power Converter" United States Patent No. 5,999,417*". Este convertidor requiere de dos transformadores que trabajan en paralelo. A diferencia del Push-Pull alimentado en corriente, en este convertidor se puede permitir solape entre los interruptores de primario ya que la corriente sigue fluyendo hacia secundario. Por lo tanto, haciendo uso de este otro candidato, no sería necesario situar ninguna inductancia serie a la salida.

Es importante señalar que la influencia de este segundo filtro no ha sido analizada ya que, dependiendo de la topología seleccionada como transformador de corriente así como de la implementación física que se tenga, puede no ser necesario. El objetivo de este estudio es principalmente evaluar las prestaciones más importantes de la solución propuesta: *Reductor Multifase + Transformador de corriente CC/CC (50%).*

La frecuencia de conmutación de esta segunda etapa puede ser más pequeña que la frecuencia de conmutación de la primera etapa que es la que determina la capacidad de respuesta dinámica. Asumiendo que el transformador de corriente no afecta prácticamente a la respuesta dinámica, interesará que conmute a una frecuencia pequeña para reducir las pérdidas de este convertidor. Dependiendo del tamaño del transformador, el valor mínimo de la frecuencia de conmutación vendrá impuesto o bien para evitar la saturación del transformador o bien para limitar el rizado de corriente magnetizante. En este tipo de convertidores alimentados en corriente, la corriente magnetizante circula por secundario y a través de la capacidad de salida. Por lo tanto, el rizado de corriente magnetizante se debe tener en cuenta para no superar el rizado de tensión máximo permitido a la salida. En el prototipo que se ha construido es

este rizado de la corriente magnetizante el que ha limitado la frecuencia de conmutación mínima de la segunda etapa.

Por último, al estar trabajando el convertidor con ciclo de trabajo constante del 50%, los Rectificadores Síncronos de secundario se pueden gobernar mediante el nuevo circuito de Rectificación Síncrona Autoexcitada de devanado único.

6.4.3 DISEÑO Y RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL PROTOTIPO VIII

Para validar el concepto propuesto se ha construido el Prototipo VIII de esta Tesis. La topología seleccionada es la que se muestra en la figura 6.20 que se corresponde a un *Reductor Síncrono con 2 fases + Push Pull alimentado en corriente (50%)*.

Esta topología se ha diseñado para una aplicación de 24V ±10% de entrada, 1V de salida y 50A de salida.

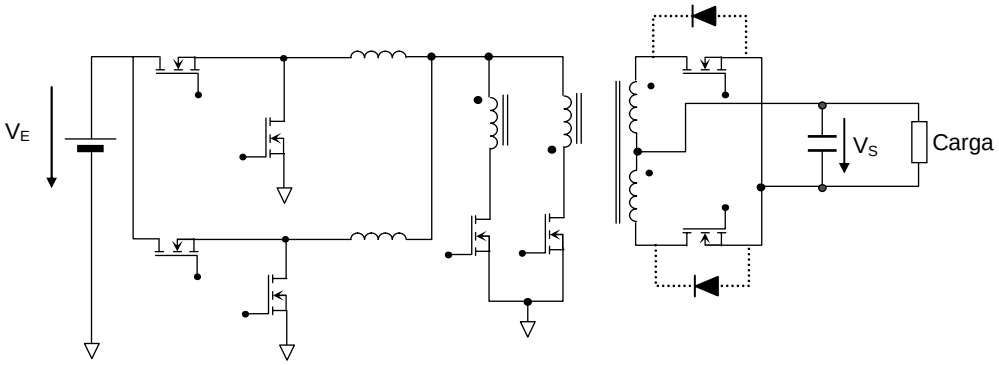


Figura 6.20. Topología seleccionada: 2-fases Reductor + Push-Pull alimentado en corriente (50%).

La relación de vueltas (12:12:1:1) se ha seleccionado para que el Reductor Multifase trabaje con un ciclo de trabajo próximo al 50%, siendo la tensión de salida de éste aproximadamente 12V.

La inductancia de salida de cada una de las fases del Reductor Multifase es de 15μH lo que supone una derivada de corriente máxima en torno a ±20A/μs. Para cumplir los requisitos de rizado de corriente a la salida la frecuencia de conmutación del Reductor Multifase es de 200kHz.

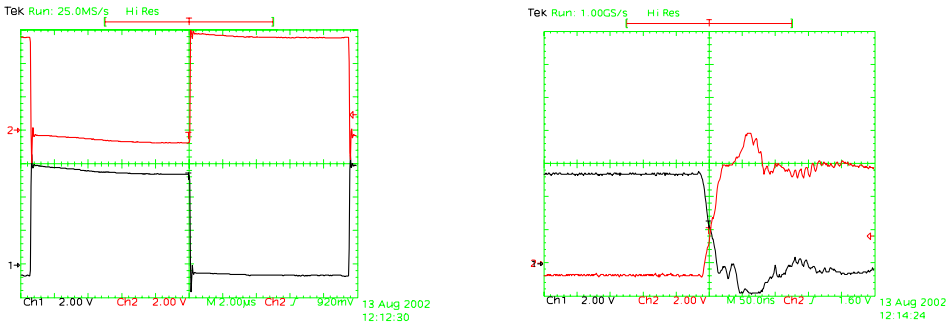
El núcleo del transformador es un RM10/ILP-3F3. La frecuencia de conmutación del Push-Pull es de 50kHz, valor seleccionado para asegurar que el rizado de corriente máximo en los condensadores de salida, teniendo en cuenta el rizado de corriente

inyectado por el Reductor Multifase así como el de la corriente magnetizante, no es superior a 6A.

La figura 6.21 muestra una imagen de este prototipo.

Figura 6.21. Fotografía del Prototipo VIII: Reductor Multifase + Push-Pull (50%).

La figura 6.22 muestra la tensión puerta-fuente medida en los rectificadores síncronos del Push-Pull. Estos rectificadores se controlan con la nueva técnica de RSA de devanado único propuesta en el capítulo 3. En el detalle mostrado a 50ns/div se puede ver cómo el tiempo de solape de conducción de los dos interruptores de primario es mínimo ya que el instante en que se apaga un rectificador síncrono es prácticamente cuando se enciende el otro.



a) Tensión puerta-fuente (2V/div, 2µs/div)

b) Detalle de la tensión puerta-fuente (2V/div, 50ns/div)

Figura 6.22. Tensión puerta-fuente medida en los rectificadores síncronos del Push-Pull.

El rendimiento medido en este convertidor así como las pérdidas del mismo se muestran a continuación, al mismo tiempo que se compara este prototipo con otras dos soluciones.

6.4.3.1 Comparación con otras soluciones

La solución *Reductor Multifase + Transformador de corriente CC/CC* que se propone y analiza se va a comparar con otras soluciones viables para las especificaciones consideradas: alta tensión de entrada (24V), baja tensión de salida (1V), alta corriente de salida (50A) y capacidad de respuesta dinámica rápida (20A/μs) con un rizado de corriente a la salida en torno a 5A.

Dado lo alto de la tensión de entrada, la corriente de salida y la respuesta dinámica soluciones basadas en el Reductor Multifase no son adecuadas, tal y como se ha visto en el capítulo 5, dado que o bien las pérdidas serían muy elevadas o bien el número de fases necesario sería muy grande. El tipo de soluciones que parecen adecuadas para este tipo de especificación son aquellas topologías que dispongan de relación de transformación. Además de la solución que se presenta en este capítulo, otras soluciones factibles, que se van a considerar y comparar, son las basadas en el convertidor *Medio Puente Multifase*.

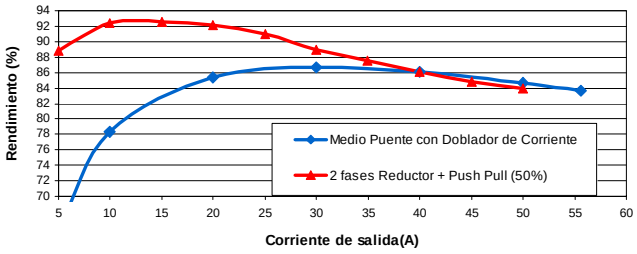
La solución más sencilla sería el convertidor Medio Puente clásico, con una única fase. Alcanzar una derivada de corriente tan alta (20A/μs) con una única fase requeriría de una frecuencia de conmutación muy alta, en torno a 1MHz, para tener un rizado de corriente a la salida alrededor de 5A. Esta frecuencia de conmutación tan alta daría lugar a unas pérdidas muy elevadas y no se ha considerado. Sin embargo, si que se ha considerado la solución basada en una fase del convertidor Medio Puente pero con una derivada de corriente cuatro veces menor, 5A/μs, que requiere frecuencias de conmutación más razonables, en torno a 250kHz. Evidentemente, la solución que tiene una derivada de corriente cuatro veces menor requiere una mayor inversión, coste y tamaño, en los condensadores de salida. En el apartado 2.3.2 del capítulo 2 se estimó que (para una desviación de tensión máxima de 115mV ante escalones de 50A y tensión de salida de 1V) las soluciones de 5A/μs necesitan 6 condensadores de alta capacidad y alto coste mientras que las soluciones de 20A/μs tan sólo requieren 3 de estos condensadores.

Teniendo en cuenta esta diferencia en los condensadores de salida necesarios se ha considerado la solución de una única fase del convertidor Medio Puente. Tal y como se analizó en el Capítulo 4, dado lo alto de la corriente de salida (50A) el rectificador más apropiado es el rectificador Doblador de Corriente. El Prototipo III (Capítulo 4) corresponde a un Medio Puente con Doblador de Corriente diseñado de forma que con 1V de tensión a la salida y frecuencia de conmutación de 300kHz, su respuesta dinámica es simétrica con ±5A/μs y el rizado de corriente a la salida es 5A.

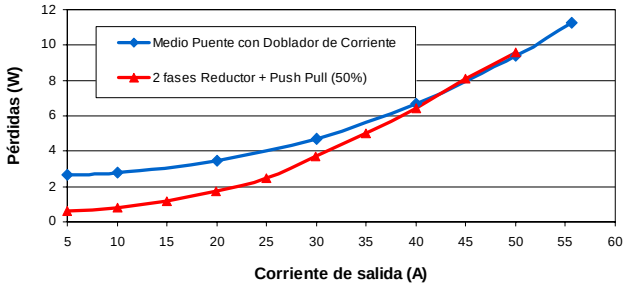
Por lo tanto el Prototipo III nos sirve perfectamente para comparar la solución de dos etapas considerada en este capítulo (Prototipo VIII) con una solución de 5A/µs basada en el convertidor Medio Puente de una fase. Se debe comentar que el Prototipo III trabaja desde 48V en vez de 24V, sin embargo un rediseño para trabajar con 24V no debería influir de forma importante en los resultados, afectando principalmente a la relación de transformación.

Asumiendo esta diferencia en las tensiones de entrada, en la figura 6.23 se muestra el rendimiento y las pérdidas medidas en el convertidor *Medio Puente con Doblador de Corriente* (5A/µs) y la solución de dos etapas *2-fases Reductor + Push Pull* (20A/µs).

A plena carga el rendimiento de las dos soluciones es muy similar. Sin embargo a media y baja carga la solución de dos etapas muestra mucho mejor rendimiento que la solución de una única etapa. Pese a ser dos etapas en cascada, cada una de ellas se encuentra optimizada, obteniéndose un alto rendimiento.



a) Rendimiento (%)



b) Pérdidas (W)

Figura 6.23. Comparación en términos de rendimiento y pérdidas de la solución 2 fases Reductor + Push-Pull (50%) (20A/µs) con la solución Medio Puente con Doblador de Corriente (5A/µs).

Sin entrar en profundidad en la valoración de tamaño y coste de ambas soluciones, sí que se pueden destacar algunos hechos. Las dos soluciones presentan el mismo número de magnéticos y su tamaño es similar. Como ya se ha comentado, la solución de Medio Puente (5A/μs) requiere el doble de condensadores de alta capacidad a la salida lo que tendrá un efecto importante en el coste. Por otro lado el número de interruptores necesarios en la solución de dos etapas es más alto ya que requiere cuatro interruptores adicionales para las 2 fases de primario. Si bien estos interruptores son de pequeño tamaño (S08), tendrán un cierto impacto junto con los respectivos circuitos de control en el coste y el tamaño de esta solución.

Aunque no se ha estudiado en profundidad, el coste de la solución de dos etapas podría ser similar o incluso algo menor ya que el coste de los componentes adicionales quedaría amortiguado gracias al menor número de condensadores de salida. Respecto del tamaño, la solución de dos etapas sería probablemente más grande ya que el peso relativo de los condensadores de salida en el tamaño del convertidor es más pequeño.

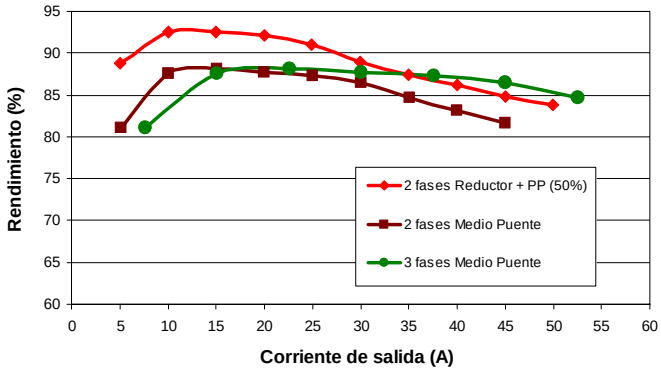
Teniendo en cuenta estas valoraciones de tamaño y coste junto con las medidas de rendimiento, se puede afirmar que **la solución de dos etapas analizada se muestra como una solución interesante y competitiva respecto del Medio Puente con Doblador de Corriente y que se debe tener en cuenta en aplicaciones de corriente no muy elevada (entre 30A y 40A) pero de especificaciones dinámicas exigentes**.

A continuación se va a comparar la solución de dos etapas (Reductor Multifase + transformador de corriente (50%)) con dos soluciones basadas en el Medio Puente Multifase: 2 fases y 3 fases. Gracias a utilizar la solución Medio Puente Multifase se puede alcanzar la derivada de corriente de 20A/μs sin tener que trabajar con altas frecuencias.

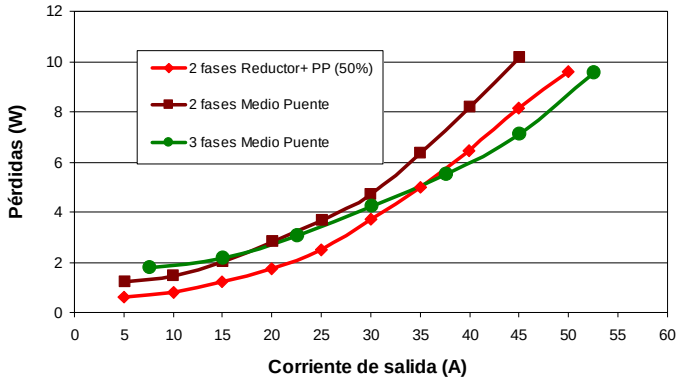
Además, al tener varios Medio Puente en paralelo, la corriente por fase no es tan grande, menor de 25A. En función del análisis que se hizo en el capítulo 4, el rectificador más adecuado para estas especificaciones sería el Rectificador de Doble Onda con Toma Media.

Las especificaciones de las soluciones estudiadas sobre el Prototipo VI, Medio Puente Multifase (Capítulo 5), coinciden perfectamente con las especificaciones de la solución de dos etapas que estamos analizando. Por lo tanto las soluciones de dos y tres fases presentadas en ese capítulo se pueden comparar con la solución de dos etapas. Se ha de hacer notar que las soluciones Medio Puente Multifase del capítulo 5 se han diseñado con el objetivo de ser integradas en una PCB multicapa y así obtener un convertidor de bajo perfil (10mm). Este criterio, que ha condicionado el diseño de

estas soluciones, no se ha aplicado a la solución de dos etapas que tiene una altura de 18mm. Por lo tanto, la comparación de estos prototipos es orientadora y las conclusiones que se extraigan se deben tomar con cierta cautela.



a) Rendimiento (%)



b) Pérdidas (W)

Figura 6.24. Comparación en términos de rendimiento y pérdidas de la solución 2 fases Reductor + Push-Pull (50%) con las soluciones 2 fases Medio Puente y 3 fases Medio Puente.

En la figura 6.24 se muestran los rendimientos y las pérdidas medidas en las tres soluciones consideradas. La solución de dos etapas tiene mejor rendimiento a plena carga (84’7%, 8’1W a 45A) que la solución *2-fases Medio Puente* (81’6%, 10’1W a

45A). Sin embargo se ha de insistir en que la solución de *2-fases Medio Puente* está diseñada con un criterio de bajo perfil lo que ha penalizado en cierta medida su rendimiento. Si se diseñaran las dos con el mismo criterio de altura, las diferencias en pérdidas no serían tan notables aunque probablemente seguirían decantándose a favor de la solución de dos etapas. Las dos soluciones tienen un número similar de elementos magnéticos y de interruptores.

La solución *3-fases Medio Puente* presenta un rendimiento más alto a plena carga (86'5%, 7W a 45A) gracias a que presenta tres fases en paralelo, reduciendo de forma importante las pérdidas de conducción.

El principal inconveniente de la solución de dos etapas que se plantea es que toda la corriente de salida circula por la segunda etapa. Aunque esta segunda etapa esté optimizada, al no disponer de etapas en paralelo en la salida, las pérdidas de esta solución de dos etapas se ven penalizadas de forma importante frente a soluciones *Medio Puente Multifase* en aplicaciones de muy alta corriente de salida (mayores de 60A).

Por lo tanto, el rango de aplicación donde la solución *Reductor Multifase + Transformador de corriente CC/CC* ofrece mejores prestaciones es en aplicaciones de alta tensión de entrada (24V o 48V), baja tensión de salida (1V), corriente media (30A-40A) y especificaciones dinámicas exigentes (20A/μs).

6.4.4 RESUMEN: REDUCTOR MULTIFASE + TRANSFORMADOR DE CORRIENTE CC/CC (50%)

El convertidor *Reductor Multifase* presenta muy buenas prestaciones para aplicaciones de baja tensión, alta corriente y rápida respuesta dinámica. Sin embargo, las ventajas de esta solución se disipan cuando crece la tensión de entrada (24V o más) respecto de la de salida (1V).

La idea que se propone y analiza es extender las ventajas del *Reductor Multifase* a aplicaciones de alta tensión de entrada (24V, 48V) gracias al uso de una segunda etapa, que actúa como transformador de corriente CC/CC. De esta forma, la rápida derivada de corriente que inyecta el *Reductor Multifase* se transfiere a la carga a través del transformador de corriente.

La primera etapa es un *Reductor Multifase* que confiere una gran capacidad de respuesta dinámica trabajando a una frecuencia de conmutación razonable y con una alta tensión de entrada.

La segunda etapa es un transformador de corriente CC/CC trabajando con ciclo de trabajo constante (50%) que se encarga de adaptar los niveles de tensión y corriente del Reductor a los demandados por la carga, permitiendo de esta forma que el *Reductor Multifase* trabaje con una tensión de salida en torno la mitad de la de entrada. Esta relación $V_E = 2 \cdot V_S$ es muy apropiada para un Reductor Multifase dado que por un lado el ciclo de trabajo está en torno al 50% lo que facilita la cancelación de rizados y por otro lado las pérdidas de conmutación son moderadas dado que la convivencia tensión-corriente en los interruptores ($V_E \cdot I_S$) es pequeña ya que si la tensión de entrada es alta la corriente de salida es pequeña.

Para validar el concepto *Reductor Multifase + Transformador de corriente CC/CC* se ha construido y probado un prototipo con la topología: *2 fases Reductor + Push Pull alimentado en corriente con ciclo de trabajo constante (50%)*. Las especificaciones de este prototipo son: tensión de entrada 24V, tensión de salida 1V, corriente de salida 50A, rizado de corriente a la salida 6A y derivada de corriente máxima 20A/µs. El rendimiento medido en este prototipo a plena carga es del 84%, rendimiento bastante alto si se tiene en cuenta la alta tensión de entrada, la alta corriente de salida y la alta capacidad de respuesta dinámica que tiene el convertidor.

Los resultados de este prototipo se ha comparado con los resultados obtenidos con otras topologías: *Medio Puente con Doblador de Corriente* (1 fase), *2-fases Medio Puente* y *3-fases Medio Puente*. Se ha de insistir en que los diferentes prototipos que se comparan no han sido diseñados con los mismos criterios ni exactamente con las mismas especificaciones por lo que la comparación se ha de realizar con cierta cautela. Teniendo en cuenta estas consideraciones, la principal conclusión que se extrae de estas comparaciones es que la solución en dos etapas propuesta aparece como una solución competitiva en un rango de carga media (30A-40A). El principal inconveniente de esta solución en dos etapas es que toda la corriente de salida ha de circular por el transformador de corriente CC/CC lo que penaliza las pérdidas de esta solución en aplicaciones de alta carga. Para aplicaciones de más corriente (mayores de 50A) las soluciones basadas en *Medio Puente Multifase* se muestran más apropiadas al favorecerles el efecto de tener convertidores en paralelo.

En resumen, **el rango de aplicación donde la solución *Reductor Multifase + Transformador de corriente CC/CC* se presenta como una solución interesante es en aplicaciones de alta tensión de entrada (24V o 48V), baja tensión de salida (1V), corriente media (30A-40A) y especificaciones dinámicas exigentes (20A/µs).**

6.5 Conclusiones y resumen de aportaciones

En este capítulo **se proponen dos soluciones topológicas** para alimentar cargas de baja tensión y alta corriente desde alta tensión de entrada. Las dos topologías se basan en soluciones de dos etapas en cascada:

- *Reductor + Medio Puente (50%)*
- *Reductor Multifase + Transformador de corriente CC/CC (50%)*

Estas dos soluciones se han analizado en detalle, identificando ventajas e inconvenientes así como destacando el campo de aplicación de cada una de ellas. Las dos soluciones se han validado experimentalmente a través de los prototipos VI, VII y VIII de esta Tesis.

Estos convertidores se han comparado con otras alternativas topológicas para similares especificaciones. Los resultados de la comparación muestran que, pese a lo que pudiese parecer a priori, tener dos etapas en cascada no penaliza el rendimiento del convertidor ya que se posibilita optimizar cada una de las etapas, la primera etapa se optimiza para las condiciones de entrada y la segunda se optimiza para las bajas tensiones y las altas corrientes.

Estos prototipos también han servido para validar el *nuevo esquema de RSA* propuesto en el capítulo 3 ya que los *Rectificadores Síncronos* de estos convertidores se excitan utilizando este nuevo circuito.

I) REDUCTOR + MEDIO PUENTE (50%)

La solución *Reductor + Medio Puente (50%)* se basa en una primera etapa que se encarga de regular la tensión de salida, convertidor Reductor, así como absorber o adaptar las condiciones adversas de la entrada y una segunda etapa que se comporta como un "transformador de CC/CC de tensión" que se encarga de adaptar la salida de la primera etapa a las condiciones de salida requeridas. Las principales conclusiones que se han obtenido del análisis de esta topología son:

1) La principal limitación de esta solución está en que tiene un doble filtro LC lo que penaliza la respuesta dinámica de esta solución. Bien es verdad que un doble filtro LC permite filtrar fácilmente el rizado de alta frecuencia. Sin embargo, la inductancia de salida del Medio Puente limita la rápida derivada de corriente que pueda alcanzarse en la primera etapa.

Se ha analizado cómo se debe diseñar este doble filtro para optimizar la respuesta dinámica del convertidor. Las inductancias de las dos etapas deben ser lo más pequeñas posibles y la capacidad de salida tan alta como se necesite.

Desde el punto de vista del ancho de banda del convertidor, la capacidad intermedia interesa que sea lo más pequeña posible. Sin embargo, esta capacidad intermedia es la capacidad de entrada del Medio Puente y debe almacenar suficiente energía para el correcto funcionamiento de esta topología.

2) **El campo de aplicación de esta solución de dos etapas está principalmente en generar desde condiciones adversas de entrada, alta tensión y/o amplio rango de tensión de entrada (18V-72V, 120V-380V), tensiones de salida muy bajas (1'5V, 1V o menos) y altas corrientes de salida (20A – 50A).** La respuesta dinámica de esta solución está limitada por el doble filtro LC por lo que esta solución no pretende competir con las soluciones basadas en convertidores Multifase de alta respuesta dinámica (Capítulo 5).

3) **Esta solución está orientada a alimentar microprocesadores de generación media/alta, es decir de respuesta dinámica no muy rápida, pero permite hacerlo desde alta tensión y/o amplio rango de tensión de entrada.**

II) REDUCTOR MULTIFASE + TRANSFORMADOR DE CORRIENTE CC/CC

El convertidor *Reductor Multifase* presenta muy buenas prestaciones para aplicaciones de baja tensión, alta corriente y rápida respuesta dinámica. Sin embargo, las ventajas de esta solución se disipan cuando crece la tensión de entrada (24V o más) respecto de la de salida (1V).

La idea que se propone y analiza es extender las ventajas del *Reductor Multifase* a aplicaciones de alta tensión de entrada (24V, 48V) gracias al uso de una segunda etapa, que actúa como transformador de corriente CC/CC. De esta forma, la rápida derivada de corriente que inyecta el *Reductor Multifase* se transfiere a la carga a través del transformador de corriente.

La primera etapa es un *Reductor Multifase* que confiere una gran capacidad de respuesta dinámica trabajando a una frecuencia de conmutación razonable y con una alta tensión de entrada.

La segunda etapa es un transformador de corriente CC/CC trabajando con ciclo de trabajo constante (50%) que se encarga de adaptar los niveles de tensión y corriente del Reductor a los demandados por la carga, permitiendo de esta forma que el *Reductor Multifase* trabaje con una tensión de salida en torno a la mitad de la de entrada. Esta relación $V_E = 2 \cdot V_S$ es muy apropiada para un *Reductor Multifase* dado que por un lado el ciclo de trabajo está en torno al 50% lo que facilita la cancelación de rizados y por otro lado las pérdidas de conmutación son moderadas dado que la convivencia tensión-corriente en los interruptores ($V_E \cdot I_S$) es pequeña ya que si la tensión de entrada es alta la corriente de salida es pequeña.

Para validar el concepto *Reductor Multifase + Transformador de corriente CC/CC* se ha construido y probado un prototipo con la topología: *2 fases Reductor + Push Pull alimentado en corriente con ciclo de trabajo constante (50%).*

Los resultados de este prototipo se ha comparado con los resultados obtenidos con otras topologías: *Medio Puente con Doblador de Corriente* (1 fase), *2-fases Medio Puente* y *3-fases Medio Puente*. De esta comparación se deduce que **el rango de aplicación donde la solución *Reductor Multifase + Transformador de corriente CC/CC* se presenta como una solución interesante es en aplicaciones de alta tensión de entrada (24V o 48V), baja tensión de salida (1V), corriente media (30A-40A) y especificaciones dinámicas exigentes (20A/μs).**

Capítulo 7

7 Conclusiones

Capítulo 7

Conclusiones

Índice

7.1 APORTACIONES DEL PRESENTE TRABAJO 415
7.2 SUGERENCIAS PARA FUTUROS TRABAJOS..... 424

7.1 Aportaciones del presente trabajo

Este trabajo de investigación se centra en el campo de los convertidores CC/CC que alimentan microprocesadores y otras cargas electrónicas de altas prestaciones. Este tipo de cargas electrónicas ha evolucionado muy rápidamente en los últimos veinte años.

Alimentar estas cargas es muy complicado, ya que demandan tensiones de alimentación muy bajas (3'3V, 2V, 1'5V, 0'8V) junto con altas corrientes (10A, 50A, 70A) y se comportan como cargas muy variables que exigen de la fuente de alimentación respuestas dinámicas muy rápidas. Estos tres aspectos llevan a una constante necesidad de buscar nuevas soluciones topológicas para alimentar correctamente estas cargas electrónicas.

Por otro lado, a medida que crece la potencia de los sistemas de alimentación, el rendimiento, el tamaño y la estabilidad del sistema ([13], [14], [15], [17], [18], [22], [23], [24], [25], [26], [85], [86], [94], [95], [119], [120]) aconsejan elevar la tensión eléctrica del bus de distribución (24V, 42V, 48V) y así está ocurriendo en diferentes sectores industriales (procesamiento de datos "datacom", telecomunicaciones, automoción, etc.). Elevar la tensión de distribución implica que la fuente de alimentación del microprocesador ha de suministrar una baja tensión de salida desde una tensión de entrada alta, lo que complica todavía más el diseño de estos convertidores.

Es en este entorno donde se sitúan las aportaciones de la presente tesis doctoral. En este trabajo de investigación **se proponen y analizan soluciones topológicas para alimentar desde alta tensión de entrada (24V, 42V, 48V) las nuevas cargas electrónicas que requieren baja tensión de alimentación (1`5V, 1V, 0`8V) con altas corrientes (20A, 50A, 70A) y rápida respuesta dinámica.**

Es importante destacar que esta tesis está centrada fundamentalmente en la topología de potencia. Si bien es cierto que la respuesta dinámica está íntimamente unida tanto a la etapa de potencia como al control, las aportaciones de esta tesis se centran en la topología de potencia. A la hora de comparar la respuesta dinámica de diferentes soluciones se ha hecho en base a la máxima derivada de corriente que la bobina equivalente de cada convertidor puede proporcionar, asumiendo que no se tienen restricciones en el control (control ideal).

Antes de presentar las aportaciones fundamentales de esta tesis se van a resumir un conjunto de estudios y análisis previos que se han realizado a lo largo de este trabajo de investigación y que también se consideran aportaciones de esta tesis:

Análisis de las técnicas de *Rectificación Síncrona* existentes (apartado 2.2)

Se ha de destacar como una aportación de esta tesis el análisis que se ha realizado sobre las técnicas de rectificación síncrona existentes: técnicas clásicas de *Rectificación Síncrona Automática* y técnicas de *Rectificación Síncrona Externa*.

Las claves del éxito de las técnicas de *RSA* son la simplicidad, el mínimo coste y la sincronización automática del circuito de control con las señales de potencia del convertidor. Sin embargo, estas técnicas presentan dos limitaciones. En primer lugar, **las técnicas clásicas de *RSA* no son apropiadas para las topologías que gobiernan simétricamente el transformador**. En segundo lugar, cuando la tensión de salida es muy baja, menor que 2V, las *técnicas de RSA* han de usar **devanados auxiliares**. Cuando se utilizan devanados auxiliares, resulta **crítico garantizar un buen acoplamiento** de éstos con el resto de los devanados de potencia para poder así obtener una **buena sincronización** de las señales de excitación de los *Rectificadores Síncronos* con las señales de potencia.

La ***Rectificación Síncrona Externa* es viable y es una solución interesante** para las actuales especificaciones de rápida respuesta dinámica y baja tensión de salida dado que permite utilizar topologías que gobiernan simétricamente el transformador (*Medio Puente*, *Push Pull*, etc.). **Los dos inconvenientes más importantes de esta solución son**: 1) el incremento en coste y tamaño como consecuencia de la electrónica y el transformador de pulsos necesario y 2) el incremento de pérdidas del convertidor (10% en el prototipo ensayado) como consecuencia de no tener sincronización automática de las señales de control y potencia, siendo necesario introducir retardos entre los disparos de primario y secundario.

Influencia de la respuesta dinámica: *Reductor* equivalente (apartado 2.3)

Dado que la respuesta dinámica que se va exigiendo a este tipo de convertidores es cada vez más crítica, se ha analizado **cuál es el impacto de la especificación de respuesta dinámica en el diseño del convertidor**. Este análisis en su conjunto también se considera una aportación original de esta tesis.

Dado que muchas de las topologías y soluciones *Multifase* que se suelen utilizar en este tipo de aplicaciones se pueden reducir a un convertidor *Reductor equivalente*, el estudio de la influencia de la respuesta dinámica se ha realizado con el convertidor *Reductor*.

Para comparar la capacidad de respuesta dinámica de un convertidor frente a otros se propone utilizar la **derivada de corriente máxima ($\Delta I/\Delta t$) en la bobina de salida.** Este parámetro es clave para determinar la respuesta dinámica del *Reductor*.

Las principales conclusiones de la influencia de la respuesta dinámica en el convertidor son:

- *Influencia en la capacidad de salida*: al aumentar la derivada de corriente que es capaz de proporcionar el convertidor se reduce de forma importante el número de condensadores de alta capacidad que son necesarios.
- *Influencia en la capacidad de entrada*: Desde el punto de vista de la respuesta dinámica, la principal función de la capacidad de entrada es mantener un mínimo de energía en la entrada para que la derivada de corriente no se vea afectada por este factor. A partir de este mínimo de capacidad, por mucha energía que se tenga almacenada en la entrada, esta fuente de energía tiene una impedancia de salida que es la inductancia de salida del *Reductor Equivalente*.
- *Influencia en el rendimiento*: en el rango de aplicaciones que se consideran en esta tesis, **subir la derivada de corriente que es capaz de proporcionar un convertidor**, mediante la reducción del valor de la inductancia, **tiene un coste directo en las pérdidas** del mismo que puede llegar a ser muy importante. Este incremento de las pérdidas es debido al efecto de tener una mayor frecuencia de conmutación junto con un rizado de corriente igual o mayor.

Por lo tanto, aunque subir la derivada de corriente máxima de un convertidor reduce el número de condensadores necesarios a la salida también tiene un impacto importante en las pérdidas. La selección de la capacidad de respuesta dinámica que se confiere a un convertidor será un compromiso entre: condensadores de salida, precio en pérdidas de potencia, tamaño y coste.

Análisis del *Reductor Multifase* (apartados 2.4 y 5.3)

Las ventajas de los convertidores Multifase se pueden resumir en que permiten alcanzar una respuesta dinámica muy rápida con unas pérdidas razonables. Su diseño es el resultado de un compromiso entre coste, tamaño y pérdidas.

El diseño de un convertidor Multifase no es sencillo ya que se tienen muchos grados de libertad. Se ha propuesto un **método para optimizar el diseño de un convertidor Multifase**. Este método de diseño es otra aportación de esta tesis (apartado 2.4). El objetivo de este método de diseño es optimizar en pérdidas los diseños para cada número de fases, para ello, cada solución que se propone está trabajando a su frecuencia óptima. Las soluciones obtenidas se comparan en términos de coste, tamaño y rendimiento.

Como aportación original de esta tesis se ha de destacar también el análisis que se ha realizado para determinar **cómo influye la tensión de entrada y la derivada de corriente de la bobina equivalente en el resto de prestaciones del convertidor *Reductor Multifase***.

El aumento de la tensión de entrada o de la derivada de corriente incrementa de forma importante las pérdidas de conmutación del *Reductor Multifase*. Por otro lado, al aumentar el número de fases se reduce la corriente por fase y en muchos casos también la frecuencia de conmutación, favoreciendo ambos factores la reducción de pérdidas.

Por lo tanto, a medida que se incrementa la tensión de entrada al *Reductor Multifase* o se incrementa la derivada de corriente que puede inyectar va siendo necesario ir subiendo el número de fases para ir encontrando soluciones con unas pérdidas aceptables.

Para las especificaciones consideradas, **12V es una tensión de distribución aceptable, sin embargo 24V resulta desaconsejable para el *Reductor Multifase*** ya que aumentan mucho las pérdidas para el mismo número de fases. Habría que plantearse si con un mayor número de fases (8 o más) se pueden reducir de forma importante las altas pérdidas obtenidas con 24V.

A continuación y después de revisar las conclusiones más importantes obtenidas en los análisis previos realizados, se van a presentar las **aportaciones fundamentales de esta tesis**:

A.1 Nueva técnica de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* con devanado único (*SWSDSR*) (capítulo 3)

La propuesta, análisis y criterios de diseño de la nueva técnica **de Rectificación Síncrona Autoexcitada con devanado único** (figura 7.1) conforman una de las aportaciones más importantes de esta tesis. Comparada con las técnicas clásicas de *RSA*, la ventaja fundamental de esta nueva técnica es que se puede aplicar a topologías que gobiernan simétricamente el transformador.

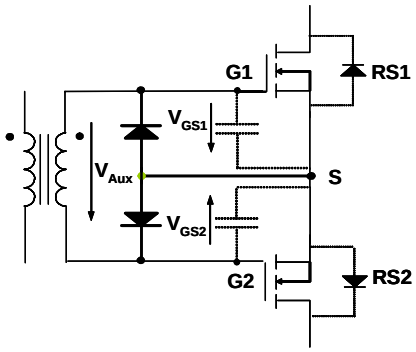


Figura 7.1. Nuevo circuito de Rectificación Síncrona Autoexcitada con devanado único.

El correcto funcionamiento de esta nueva técnica depende en gran medida del buen acoplamiento de todos los devanados del transformador. Se ha realizado un análisis completo de la influencia del acoplamiento y de la sincronización de las señales de control y potencia: el acoplamiento del devanado auxiliar es especialmente crítico.

La *nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada* se ha **validado experimentalmente en seis prototipos** de baja tensión y alta corriente (Prototipos I, II, III, VI, VII y VIII). En todos ellos se han conseguido altos rendimientos, lo que demuestra el correcto funcionamiento y sincronización de la nueva técnica. Los resultados experimentales demuestran que **el grado de acoplamiento que se puede alcanzar utilizando conductores planos es suficientemente bueno para obtener un funcionamiento correcto de la técnica propuesta**.

Esta *nueva técnica* permite mantener las ventajas de las técnicas de *Rectificación Síncrona Autoexcitada* en las topologías que gobiernan de forma simétrica el transformador (*Medio Puente*, *Push Pull,* etc.), topologías más apropiadas para alimentar las nuevas cargas electrónicas de baja tensión y rápida respuesta dinámica.

Por lo tanto, si bien es verdad que complica el diseño del transformador de potencia, la *nueva técnica de RSA* presenta ventajas importantes frente a las técnicas de *RS Externa* y otras técnicas que se han propuesto en los últimos años ([85], [43], [100] y [45]) y debe tenerse en cuenta a la hora de seleccionar la técnica de *Rectificación Síncrona* más adecuada en cada aplicación.

A.2 Aplicabilidad de topologías con gobierno simétrico del transformador para alimentar las nuevas cargas (capítulo 4)

Las topologías que se venían utilizando para alimentar cargas de baja tensión desde alta tensión de entrada estaban limitadas dinámicamente (*Forward con enclavamiento activo, Medio Puente con control complementario*) (apartado 1.4). El problema de estas topologías es que gobiernan asimétricamente el transformador, lo que limita la respuesta dinámica ya que ante un escalón de carga el transformador se puede saturar. A partir de mediados de los años noventa y como consecuencia de la evolución de los microprocesadores, se empieza a exigir a estos convertidores respuestas dinámicas cada vez más rápidas, lo que plantea la necesidad de buscar nuevas soluciones.

Se quiere destacar como aportación original de este trabajo la **propuesta y validación del uso de topologías que gobiernen simétricamente el transformador** para alimentar cargas de baja tensión y rápida respuesta dinámica desde alta tensión de entrada. La ventaja de estas topologías es que ante escalones de carga el transformador no puede saturarse aunque el ciclo de trabajo sí lo haga. El proyecto europeo LOVO (ESPRIT 25248), desarrollado en 1997 y 1998 dentro del marco de esta tesis ([81], [82]), supone un punto de ruptura con las soluciones topológicas que se venían utilizando hasta ese momento (gobierno asimétrico del transformador), pasando a aplicar topologías que gobiernan simétricamente el transformador. La aplicabilidad de estas topologías se ha validado mediante dos prototipos: Prototipo I y Prototipo III de esta tesis.

Las dos etapas rectificadoras más adecuadas para topologías que, como el *Medio Puente*, gobiernan el transformador de forma simétrica son: el ***Rectificador de Doble Onda con Toma Media*** y el ***Rectificador Doblador de Corriente***. Se ha de destacar

como otra aportación de esta tesis **el análisis y la comparación de estas dos etapas rectificadoras, identificando el campo de aplicación de cada una.** Las dos etapas rectificadoras se comportan exactamente igual desde el punto de vista de la respuesta dinámica. **El campo de aplicación del Rectificador con Toma Media es para corrientes en el rango de 10A a 20A**. Mientras que **para corrientes mayores de 25A, el rectificador Doblador de Corriente resulta más interesante**.

A.3 Aplicabilidad del *Medio Puente Multifase* como alternativa al *Reductor Multifase* (apartados 5.4 y 5.5)

En las aplicaciones donde se requieren respuestas dinámicas muy rápidas, el convertidor *Reductor Multifase* permite superar las limitaciones de las topologías básicas, cumpliendo los requisitos dinámicos al mismo tiempo que las pérdidas se mantienen en unos valores aceptables. El convertidor *Reductor Multifase* se está utilizando ampliamente en aplicaciones comerciales, sin embargo, esta solución ve fuertemente reducidas sus prestaciones cuanto más alta es la tensión de entrada especificada.

En este escenario **se propone el uso del convertidor *Medio Puente Multifase* como alternativa al *Reductor Multifase* para poder distribuir con alta tensión de entrada, 24V o incluso 42V**, **en aplicaciones** de rápida respuesta dinámica y alta potencia **que no requieran aislamiento**. Esta propuesta así como la comparación con soluciones basadas en el *Reductor Multifase* constituyen otra aportación original de esta tesis.

Se han comparado diferentes soluciones en términos de coste, tamaño y rendimiento, los resultados muestran que **distribuir con 24V, utilizando el *Medio Puente Multifase,* es una alternativa interesante y competitiva comparada con las soluciones basadas en el *Reductor Multifase* con 12V**.

Por último, se ha de decir que **este análisis se ha centrado exclusivamente en la etapa de potencia**, validando que la topología Medio Puente Multifase es una solución interesante y que se debe tener en cuenta para distribuir con tensiones más altas que los 5V y 12V actualmente utilizados. Sin embargo, queda pendiente estudiar cuál es la etapa de control más apropiada para esta solución.

A.4 Convertidor en dos etapas: *Reductor + Medio Puente (50%)* (apartados 6.2 y 6.3)

Esta nueva topología de dos etapas, *Reductor + Medio Puente (50%),* constituye una aportación original de esta tesis. Esta solución (figura 7.2) se basa en una primera etapa que se encarga de regular la tensión de salida, convertidor Reductor, así como absorber o adaptar las condiciones adversas de la entrada y una segunda etapa que trabaja con ciclo de trabajo constante y se comporta como un "transformador de CC/CC de tensión" que se encarga de adaptar la salida de la primera etapa a las condiciones requeridas por la carga.

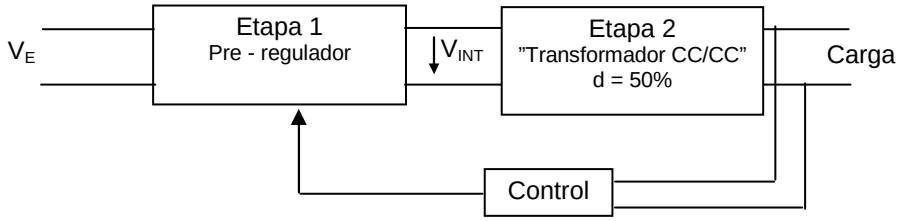


Figura 7.2. Topología de dos etapas propuesta en esta tesis.

El campo de aplicación de esta solución de dos etapas está principalmente en generar, desde condiciones adversas de entrada tales como alta tensión y/o amplio rango de tensión de entrada (18V-72V, 120V-380V), tensiones de salida muy bajas (1'5V, 1V o menos) y altas corrientes de salida (20A – 50A). La respuesta dinámica de esta solución está limitada por el doble filtro LC, por lo que esta solución está más orientada a alimentar microprocesadores de generación media pero desde condiciones adversas de entrada. Esta topología se ha validado en dos prototipos.

A.5 Convertidor en dos etapas: *Reductor Multifase + Transformador de corriente (50%)* (apartados 6.2 y 6.4)

Esta topología es una extensión de la aportación anterior, figura 7.2, en la que en la segunda etapa se utiliza un transformador de corriente en vez de tensión. Como el filtro de salida de la segunda etapa no tiene bobina, la derivada de corriente que inyecta la primera etapa se transfiere a la carga a través del transformador de corriente sin que **la segunda etapa limite la respuesta dinámica de la primera**. Al no verse limitada la respuesta dinámica de la primera etapa, se puede utilizar una topología como el *Reductor Multifase* para mejorar las prestaciones dinámicas del convertidor. Se puede asumir que la segunda etapa no limita la derivada de corriente inyectada por

la primera siempre que la inductancia de dispersión del transformador sea despreciable frente a la inductancia equivalente de salida de la primera etapa.

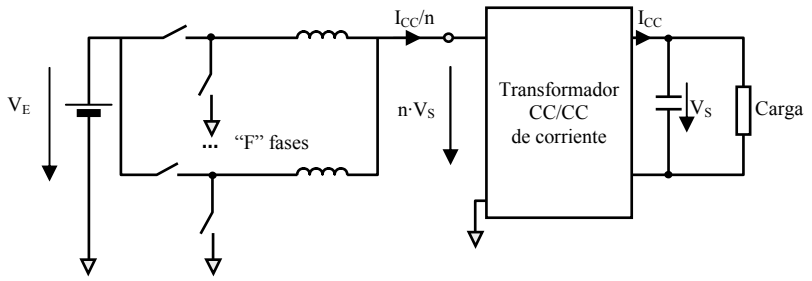


Figura 7.3. Reductor Multifase de "F" fases con transformador de corriente a su salida para adaptar los niveles de tensión y corriente.

La idea que se propone y que constituye una aportación original de esta tesis es extender las ventajas del *Reductor Multifase* a aplicaciones de alta tensión de entrada (24V, 48V) gracias al uso de una segunda etapa, que actúa como transformador de corriente CC/CC (figura 7.3). Esta solución se ha validado en un prototipo.

La principal limitación de esta solución está en la corriente de carga, que no debe ser muy grande (menor de 50A), ya que al no disponer de etapas en paralelo en la salida, las pérdidas de conducción son más importantes que en soluciones *Multifase*. El rango de aplicación donde la solución *Reductor Multifase + Transformador de corriente CC/CC* se presenta como una solución interesante es en aplicaciones de alta tensión de entrada (24V o 48V), baja tensión de salida (1V), corriente media (30A-40A) y especificaciones dinámicas exigentes (20A/µs).

Como resultado de las aportaciones y del trabajo que se ha desarrollado en esta Tesis doctoral se han publicado un total de **diez artículos en conferencias y revistas internacionales** ([39], [40], [41], [77], [84], [87], [101], [102], [116] y [122]). Seis de ellos han sido publicados en el IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC); tres de ellos en el IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC); y por último el *nuevo circuito de Rectificación Síncrona Autoexcitada (SWSDSR)* ha sido presentado en la revista del IEEE: Transactions on Power Electronics.

7.2 Sugerencias para futuros trabajos

El autor quiere destacar a continuación algunas líneas de investigación en las que sería interesante continuar trabajando dado que la alimentación de los microprocesadores es un tema de gran importancia y que está en constante evolución.

Escalado dinámico de la tensión

El escalado dinámico de la tensión ([139] - [146]) es una nueva estrategia de alimentación para los microprocesadores de equipos portátiles que requiere ser analizada en profundidad. Como en toda nueva aplicación que surge, hay mucho trabajo por hacer, abriéndose nuevas posibilidades y apareciendo nuevos problemas por resolver.

Si bien muchos de los problemas son comunes y muchas de las soluciones propuestas en el campo de los microprocesadores son aplicables también en este campo, cambiar de forma dinámica la tensión de alimentación requiere tanto adaptar las soluciones existentes como proponer nuevas ideas.

Nuevas necesidades en automoción (42V)

Otro campo en el que se prevé gran actividad en los próximos años es en el sector de la automoción ([23] - [26]). El cambio de la tensión de las baterías de 12V a 42V plantea nuevas necesidades para alimentar cargas electrónicas de baja tensión desde los 42V.

En los automóviles van apareciendo cada vez más microcontroladores y microprocesadores que si bien no son de última generación, sí que demandan bajas tensiones de alimentación. Además, poco a poco se irán incorporando mayores prestaciones en los vehículos, incrementando las exigencias desde el punto de vista del sistema de alimentación.

Desarrollo de circuitos integrados específicos

A juicio del autor, disponer de circuitos integrados específicos en muchas de estas aplicaciones, sería de gran ayuda y permitiría reducir costes y tamaño en muchas de las soluciones aplicables.

En este sentido se pueden destacar varios ejemplos:

1) Circuitos que integren tanto el control como toda la etapa de potencia o parte de ella podrían ser de gran utilidad en aplicaciones de baja potencia y críticas en tamaño o coste. La integración de los elementos magnéticos, el desarrollo

de nuevos interruptores integrables (CMOS, LDMOS, etc) capaces de conmutar con alta frecuencia son algunos ejemplos de campos en los que queda mucho por desarrollar ([154] - [160]).

2) Circuitos específicos que integren diferentes aspectos del control: controlador PWM analógico o digital, con capacidad *Multifase* y así poder controlar varias fases, que incorporen nuevas técnicas para optimizar la respuesta ante escalones de carga o de tensión, etc.
3) Circuitos específicos para controlar los interruptores de primario y los rectificadores síncronos de topologías que gobiernen simétricamente el transformador. De esta forma se podrían mejorar las prestaciones de las técnicas de *Rectificación Síncrona Externa* gracias a reducir los retardos necesarios entre los disparos de los interruptores.
4) Controladores específicos para topologías con gobierno simétrico del transformador que permitan optimizar la respuesta dinámica y al mismo tiempo eviten la saturación del transformador.

Aplicar la nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada al convertidor Puente Completo de Fase Desplazada

El convertidor *Puente Completo de Fase Desplazada* es una topología que excita simétricamente el transformador y si bien aumenta la complejidad y el coste del convertidor, proporciona, por el contrario, capacidad de conmutar con tensión cero (ZVS). Esta topología se ha utilizado tradicionalmente en aplicaciones de potencia media (en torno a 500W - 1kW), sin embargo en algunos trabajos publicados recientemente ([97], [100]) se está empezando a plantear el uso de esta topología u otras similares para alimentar cargas electrónicas de baja tensión. Dos son las razones que justifican el uso de este tipo de topologías: en primer lugar se prevé en algunas aplicaciones un incremento en la potencia demandada, llegándose a los 150W; en segundo lugar, este tipo de topologías que proporcionan ZVS permiten trabajar a muy alta frecuencia (1MHz) manejando al mismo tiempo corrientes de salida muy altas.

La *nueva técnica de Rectificación Síncrona Autoexcitada* propuesta en esta Tesis puede ser muy apropiada para esta topología dado que por un lado el transformador se gobierna de forma simétrica y por otro las transiciones de tensión son suaves, lo que facilita el uso de esta técnica. Por lo tanto, extender el uso de esta nueva técnica a este tipo de topologías puede ser de gran interés.

¿Procesar la energía en paralelo o con un único convertidor optimizado?

Se han propuesto recientemente algunas soluciones con transformador ([96] , [97] y [100]) para alimentar los microprocesadores desde alta tensión de entrada y con rápida respuesta dinámica. Estas topologías como el *Puente Completo de Fase Desplazada* y otras topologías resonantes o cuasi-resonantes aumentan la complejidad del convertidor pero permiten por otro lado trabajar con altas frecuencias (1MHz o 2MHz) y por tanto aumentan la capacidad dinámica del convertidor.

A juicio del autor sería muy interesante comparar este tipo de soluciones, en las que se procesa toda la energía a través de un único convertidor que puede trabajar con alta frecuencia, con las soluciones basadas en convertidores Multifase. Las soluciones Multifase procesan la energía a través de varios convertidores en paralelo lo que permite utilizar topologías más sencillas como puede ser el convertidor *Medio Puente* o topologías similares y sin necesidad de conmutar a muy alta frecuencia, conmutando en torno a 200kHz-500kHz.

Transformador vs. Autotransformador

Existe un conjunto de soluciones propuestas en los últimos años ([105] - [114]) cuyo objetivo fundamental es sustituir al *Reductor Multifase* para así poder aumentar la tensión de entrada. Aunque son varias las topologías propuestas, se puede pensar en el *Reductor con toma media* como representante de este tipo de soluciones. En definitiva, esta familia de topologías son derivadas de la familia del Reductor pero sustituyendo la bobina de salida por una bobina con toma media (que podemos denominar autotransformador) consiguiendo de esta forma tener una cierta relación de transformación y así poder subir la tensión de entrada.

Esta familia de convertidores con autotransformador se está utilizando con 12V de entrada. Sería de gran interés estudiar hasta dónde resulta razonable extender con estos convertidores la tensión de entrada (24V, 42V) y comparar sus prestaciones con topologías más clásicas con transformador gobernado simétricamente (Medio Puente, etc.).

Optimización del *Reductor Multifase*

Determinar el número óptimo de fases en un convertidor *Multifase* es muy complicado ya que se tienen varios grados de libertad y son varios los factores a tener en cuenta, rendimiento, tamaño y coste.

Como se ha comprobado en varias ocasiones a lo largo de esta tesis, las pérdidas de conmutación son muy importantes y se han de tener en cuenta en el diseño. El

procedimiento de diseño que se ha propuesto en esta tesis se basa en resultados experimentales, entre otros motivos para poder determinar la influencia de estas pérdidas. En la medida que estas pérdidas de conmutación se pudiesen calcular con cierta precisión se dispondría de una información muy valiosa para poder optimizar este tipo de soluciones.

En esta tesis sólo se ha tenido en cuenta la posibilidad de ir aumentando el número de fases. Sin embargo, existe otra posibilidad que es aumentar el número de canales en paralelo o una combinación de los dos: ¿qué número de fases y cuántos canales por fase?

Una línea de investigación muy interesante sería ahondar en un método de diseño que permitiese optimizar estas soluciones.

Control digital

En la medida que se acude a soluciones con muchas fases el control digital puede ser de gran ayuda tanto para aprovechar al máximo las capacidades de la topología como para evitar que se multipliquen los costes y el tamaño de estas soluciones de muchas fases. En los últimos años se vienen publicando algunos trabajos ([147]-[150]) en este sentido, si bien aún queda mucho por estudiar.

Nuevas técnicas de control

Esta tesis se ha centrado fundamentalmente en la topología de potencia. Sin embargo, además de tener un buen convertidor con una capacidad de respuesta dinámica muy rápida se ha de tener un control capaz de aprovechar al máximo las capacidades de la etapa de potencia.

Éste es un campo muy activo y en las conferencias de los últimos años se vienen proponiendo diferentes técnicas de control ([125] - [138]): analógicas, digitales, así como soluciones mixtas. Analizar y comparar estas nuevas técnicas así como proponer otras alternativas es una línea de trabajo muy interesante.

REFERENCIAS

Libros y conceptos básicos

[1] R. W. Erickson y D. Maksimovic. Fundamentals of Power Electronics. Kluwer academic publishers, segunda edición, 2001.

[2] N. Mohan, T. M. Undeland y W. P. Robbins. Power Electronics: Converters, applications and desing. John Wiley & Sons, tercera edición, 2003.

[3] J. J. D'azzo y C. H. Houpis. Sistemas realimentados de control: análisis y síntesis. Editorial Paraninfo, cuarta edición, 1989.

Microprocesadores: evolución y especificaciones de alimentación

[4] "The International Technology Roadmap for Semiconductors: Technology Needs". Semiconductor Industry Association, 1997.

[5] "The International Technology Roadmap for Semiconductors: 2001 Edition". Semiconductor Industry Association, 2001.

[6] M.T Zhang, "Powering Intel(R) Pentium(R) 4 generation processors", Electrical Performance of Electronic Packaging, 2001, págs. 215 – 218.

[7] "VRM 8.4 DC–DC Converter: Design Guidelines" Intel (http//www.intel.com/), julio de 2001.

[8] "VRM 8.5 DC–DC Converter: Design Guidelines" Intel (http//www.intel.com/), marzo de 2002.

[9] "VRM 9.0 DC–DC Converter: Design Guidelines" Intel (http//www.intel.com/), abril de 2002.

[10] "Voltage Regulator – Down (VRD) 10.0" Intel (http//www.intel.com/), abril de 2003.

Sistemas de alimentación

[11] J. Drobnik, "High frequency alternating current power distribution" Proc. IEEE INTELEC, 1994, págs. 292-296.

[12] Steve Goodfellow, Don Weiss, "Designing Power Systems around Processors Specifications", Electronic Design, Enero, 1997, págs. 53-57.

[13] B.C. Narveson, "What is the right bus voltage?" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'98), 1998, págs. 883 – 888.

[14] J. Drobnik, L. Huang, P. Jain y R. Steigerwald, "PC platform power distribution system – past application, today's challenge and future direction" Proc. IEEE INTELEC, 1999, part 2, págs. 1-6.

[15] P. Wong, F.C. Lee y X. Zhou, "Stability study of PC power system" IEEE Industry Applications Conference (IAS'99), 1999, págs.1646 - 1652.

[16] X. Feng, Z. Ye, K. Xing, F. C. Lee, D. Borojevic, "Individual Load Impedance Specification for a Stable DC Distributed Power System", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'99), 1999, pp. 923-929.

[17] W. Hemena, R. Malik, "A distributed Power Architecture for PC industry", Proc. High Frequency Power Conversion (HFPC), 2000, págs. 1-3.

[18] R. Kollman y D. Chamberlin, "Processor power subsystem architectures" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'00), 2000.

[19] D. McMenamin, "Case studies supporting -48 VDC as the power input of choice for computer equipment deployed in the telecom network" International Telecommunications Energy Conference, (INTELEC'98) 1998, págs. 261 – 265.

[20] Marquet, D.; San Miguel, F.; Deshayes, A.; Tetart, J.-C "New power supply optimised for new telecom networks and services". International Telecommunications Energy Conference, (INTELEC'99) 1999.

[21] M. Sayani, J. Wanes "Trends and Drivers in Isolated Board- Mounted DC/ DC Products for Communications Applications", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003.

[22] M. Sayani, J. Wanes "Analyzing and Determining Optimum On- Board Power Architectures for 48V- Input Systems" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003.

[23] J.G. Kassakian "Automotive electrical systems-the power electronics market of the future" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'00), 2000, págs. 3 – 9.

[24] J.G. Kassakian, J.M. Miller, N. Traub "Automotive electronics power up" IEEE Spectrum, Volume: 37, Issue: 5, May 2000, págs. 34 – 39.

[25] J.G. Kassakian, D.J. Perreault "The future of electronics in automobiles" Kassakian, Proceedings of the International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, (ISPSD'01), 2001, págs. 15 – 19.

[26] http://mit42v.mit.edu/

Diferentes aspectos de la alimentación de microprocesadores

[27] M. T. Zhang, M. M. Jovanovic, F. C. Lee, "Design considerations for low-voltage on-board DC/DC modules for next generations of data processing circuits," in International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Singapore, February, 1995.

[28] Pit-Leong Wong, Fred C. Lee, Xunwei Zhou, Jiabin Chen, "Voltage Regulator Module (VRM) Transient Modelling and Analysis" IEEE Industry Applications Conference (IAS'99) 1999, págs. 1669 - 1676.

[29] F.C Lee, Zhou Xunwei "Power management issues for future generation microprocessors", International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, 1999 (ISPSD '99), págs. 27 – 33.

[30] R. Miftakhutdinov, "Analysis and optimization of Synchronous Buck converter at high slew-rate load current transients" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'00), 2000.

[31] A. Soto, P. Alou, J.A. Oliver, J.A. Cobos, J. Uceda, "Optimum control design of PWM-buck topologies to minimize output impedance", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'02), 2002. págs. 426 – 432.

[32] Kaiwei Yao, Yu Meng, Peng Xu, F.C. Lee, "Design considerations for VRM transient response based on the output impedance" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'02), 2002, págs. 14 – 20.

[33] Pit-Leong Wong, F.C. Lee, Peng Xu, Kaiwei Yao "Critical inductance in voltage regulator modules", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol: 17, Issue: 4, July 2002, págs. 485 – 492.

[34] A. Lidon, G. Sheridan "Defining the Future for Microprocessor Power Delivery", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003.

Rectificación Síncrona

[35] B.E. Taylor, "High Frequency Rectification. Schottky or Synchronous Rectifier", Power Conversion Proceedings, June 1990.

[36] C. Blake, D. Kinzer and P. Wood, "Synchronous Rectifiers versus Schottky Diodes: A comparison of the losses of a synchronous rectifier versus the losses of a schottky diode rectifier", IEEE Applied Power Electronics Conference, 1994.

[37] H. P. Yee, S. Sawahata, "A balanced review of synchronous rectifiers in DC/DC converters" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'99), 1999.

[38] H. Pan, Y. C. Liang y R. Oruganti, "Design of smart power synchronous rectifier", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 2, Marzo 1999.

[39] J.A. Cobos, P. Alou, O. García, J. Uceda and M. Rascón "New driving scheme for Self Driven Synchronous Rectifiers" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'99), 1999.

[40] P. Alou, J.A. Cobos, R. Prieto, J. Uceda and M. Rascón "Influence of windings coupling in Low-voltage DC/DC converters with Single Winding Self Driven Synchronous Rectification" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'00), 2000, págs. 1000-1005.

[41] P. Alou, J.A. Cobos, O. Garcia, R. Prieto, J. Uceda, "A new driving scheme for synchronous rectifiers: single winding self-driven synchronous rectification", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, Issue: 6, Nov. 2001, págs. 803 – 811.

[42] K. Yao y F.C. Lee, "A novel resonant gate driver for high frequency synchronous buck converter" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'01), 2001.

[43] A. Fernández, J. Sebastián, M. M. Hernando, P. Villegas, J. García, "New Self-Driven Synchronous Rectification System for Converters with a Symmetrically Driven Transformer", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003, pp. 352-358.

[44] T. Tolle, T. Duerbaum, R. Elferich,"Switching Loss Contributions of Synchronous Rectifiers in VRM applications" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'03), 2003.

[45] A. Fernández, J. Sebastián, M. M. Hernando, P. Villegas, "Optimisation of a Self-Driven Synchronous Rectification System for Converters with a Symmetrically Driven Transformer", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'04), 2004.

Modelado y diseño de transformadores

[46] R. Asensi, J.A. Cobos, O. García, R. Prieto, J. Uceda, "A full procedure to model high-frequency transformer windings", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'94), 1994.

[47] O. Garcia, J.A. Cobos, R. Prieto, J. Uceda, S. Ollero, "A standard design method for high frequency PCB transformers", IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'95), 1995, págs. 335 – 339.

[48] R. Prieto, O. Garcia, R. Asensi, J.A. Cobos and J. Uceda, "Optimizing the Performance of Planar Transformers", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'96), 1996.

[49] Ansoft PEmag User Guide, 2003. UPM y Ansoft Corporation

[50] Ansoft PExprt User Guide, 2003. UPM y Ansoft Corporation

Reductor y Reductor Multifase

[51] Xunwei Zhou, Xingzhu Zhang, Jiangang Liu, Pit-Leong Wong, Jiabin Chen, Ho-Pu Wu, Luca Amoroso, F. C. Lee, Dan Y. Chen "Investigation of Candidate VRM topologies for future microprocessor", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'98), 1998.

[52] Wei Chen, "High Efficiency, High Density, PolyPhase Converters for High Current Applications", Linear Technology, application note 77, Septiembre 1999.

[53] Wei Cheng, F. C. Lee, Xunwei Zhou, Peng Xu, "Integrated Planar Inductor Scheme for Multi-Module Interleaved Quasi-Square-Wave DC/DC Converter" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'99), pp 759-762, 1999.

[54] Y. Panov y M. Jovanović, "Design considerations for 12V/1.5V, 50A voltage regulator modules" IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, no. 6, Noviembre 2001. También publicado en el IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'00), 2000 con el mismo título.

[55] X. Zhou, M. Donati, L. Amoroso y F.C. Lee, "Improved light-load efficiency for synchoronous rectifier voltage regulator module" IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 5, Septiembre 2000.

[56] P. Wong, Q. Wu, P. Xu, B. Yang y F.C. Lee, "Investigating coupling inductors in the interleaving QSW VRM" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'00), 2000.

[57] Xunwei Zhou, Pit-Leong Wong, Peng Xu, F. C. Lee, Alex Q. Huang "Investigation of Candidate VRM topologies for future microprocessor", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 6, pp 1172-1182, 2000.

[58] P. Xu, X. Zhou, P. Wong, K. Yao, F.C. Lee, "Interleaved VRM cuts ripple, improves transient response" PCIM Power Electronic Systems, Febrero, 2001, págs. 70-78.

[59] W. Huang, G. Schuellein, D. Clavette "A Scalable Multiphase Buck Converter with Average Current Share Bus", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003.

[60] W. Huang, D. Clavette, G. Schuellein, M. Crowther y J. Wallace "System Accuracy Analysis of the Multiphase Voltage Regulator Module" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003.

Otras soluciones para baja tensión de entrada

[61] F. Zhang, J.M. Zhang, D.M. Xu y Z. Qian, "A novel high performance voltage regulator module" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'01), 2001.

[62] N.K. Poon, C.P. Liu y M.H. Pong, "A low cost DC-DC stepping inductance voltage regulator with fast transient loading response" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'01), 2001.

[63] A. Barrado, R. Vázquez, A. Lázaro, J. Pleite, J. Vázquez, E. Olías, "New DC/DC Converter with Low Output Voltage and Fast Transient Response", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003.

[64] T. Senanayake, T. Ninomiya, "Fast-Response Load Regulation of DC-DC Converter By means of Reactance Switching" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'03), 2003.

[65] A. Barrado, R. Vázquez, A. Lázaro, J. Pleite, J. Vázquez, E. Olías, "The Fast Response Double Buck DC-DC Converter (FRDB)" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'03), 2003.

Soluciones topológicas I: gobierno asimétrico del transformador

[66] W.A. Tabisz, F.C. Lee, "A Mosfet Resonant Synchronous Rectifier for High-Frequency DC/DC Converters", D.Y. Chen, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 1990.

[67] N. Murakami, H. Namiki and K. Sakakibara, "A Simple and Efficient Synchronous Rectifier for Forward DC/DC Converters", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'93), 1993.

[68] J.A. Cobos, O.García, J.Sebastián and J. Uceda, "Active Clamp PWM Forward Converter with Self-driven Synchronous Rectification", IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC'93), 1993.

[69] M.M. Jovanovic, J.C. Lin, C. Zhou, M. Zhang and F.C. Lee, "Design Considerations for Forward Converter with Synchronous Rectifiers", VPEC Power Electronics Seminar, 1993.

[70] J.A. Cobos, O. García, J. Sebastián, J. Uceda and F. Aldana, "Optimized Synchronous Rectification stage for Low Output Voltage DC/DC conversion", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC94), 1994.

[71] J.A. Cobos, O. García, J. Sebastián, J. Uceda, "Resonant Reset Forward topologies for low output voltage on-board converters", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC 1994).

[72] J.A. Cobos, J. Uceda, "Low output voltage DC/DC conversion" International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, (IECON '94), 1994, págs. 1676 – 1681.

[73] M.M. Jovanovic, M.T. Zhang, F.C. Lee, "Evaluation of synchronous-rectification efficiency improvement limits in forward converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, Issue: 4, Aug. 1995, págs. 387 – 395.

[74] O. García, J.A. Cobos, J. Uceda and J. Sebastián "Zero Voltage Switching in the PWM Half Bridge Topology with Complementary Control and Synchronous Rectification" IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'95), 1995, págs. 286 - 291.

[75] J. Sebastián, J.A. Cobos, O. García and J. Uceda, "An overall study of the Half-Bridge Complementary-Control DC-to-DC converter" IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'95), 1995, págs 1229-1235.

[76] L. Huber y M. M. Jovanović, "Forward converter with current-doubler rectifier: analysis, design and evaluation results" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'97), 1997.

[77] P. Alou, O. Suter, J.A. Cobos, J. Uceda, S. Ollero, "Design of a 1.5 V output voltage on-board DC/DC converter with magnetic components integrated in a multilayer PCB" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'97), 1997, págs. 764 – 769.

[78] P. Alou, J.A. Cobos, O. Garcia, R. Prieto, J. Uceda, "Design guidelines for a resonant reset forward converter with self-driven synchronous rectification". International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON'97), 1997, págs. 593 – 598.

[79] Q. Li, F.C. Lee, M.M. Jovanovic, "Large Signal Transient Analysis of Forward Converter with Active-Clamp Reset" IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC98), 1998.

[80] A. Vithanage, A. Kamada, M. Muramatsu, "150 W board mounted power supply module using highly compact and efficient synchronous rectifiers" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'98), 1998, págs.177 – 183.

Soluciones topológicas II: gobierno simétrico del transformador

[81] Documento oficial del proyecto europeo LOVO (ESPRIT 25248, Low Output Voltage DC/DC Converters for Low Power Applications): Deliverable 2, diciembre de 1997.

[82] Documento oficial del proyecto europeo LOVO (ESPRIT 25248, Low Output Voltage DC/DC Converters for Low Power Applications): Deliverable 3, abril de 1998.

[83] P. Wong, X. Zhou, B. Yang y F.C. Lee, "Fast VRM with high input voltage" VPEC Power Electronics Seminar, septiembre de 1998, págs. 201-206.

[84] P. Alou, J.A. Cobos, J. Uceda M. Rascón and E. de la Cruz, "Design of a low output voltage DC/DC converter for Telecom application with a new scheme for self-driven synchronous rectification" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'99), 1999.

[85] Y. Panov y M. Jovanović, "Design and performance evaluation of low-voltage/high-current DC/DC on-board modules" IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, no. 1, Enero 2001. También publicado en el IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'99), 1999.

[86] X. Zhou, B. Yang, L. Amoroso, F. C. Lee and P. Wong, "A novel high-input voltage and fast transient Voltage Regulator Module Push-Pull Forward converter" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'99), 1999.

[87] P. Alou, P. Perez-Bedmar, J.A. Cobos, J. Uceda, M. Rascon, "A high efficiency voltage regulator module with single winding self-driven synchronous rectification", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'00), 2000, págs. 1510 – 1515.

[88] P. Xu y F.C. Lee, "Design of high-input voltage regulator modules with a novel integrated magnetics" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'01), 2001.

[89] P. Xu, Y. Ren, M. Ye y F.C. Lee, "A family of novel interleaved DC/DC converters for low-voltage high-current voltage regulator module applications" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'01), 2001.

[90] M. Ye, P. Xu, F. C. Lee, J. Wei y K. Yao, "Study of three topology candidates for 48V VRM" CPES Power Electronics Seminar, 2001.

[91] P. Xu, M. Ye, X. Jia, P. Wong y F. C. Lee, "The integrated-filter Push-Pull Forward converter for 48V input voltage regulator modules" CPES Power Electronics Seminar, 2001.

[92] M. Ye, P. Xu, B. Yang y F. C. Lee, "Investigation of topology candidates for 48V VRM" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'02), 2002.

[93] Peng Xu, Mao Ye, F.C Lee, "Single magnetic push-pull forward converter featuring built-in input filter and coupled-inductor current doubler for 48 V VRM", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'02), 2002, págs 843 – 849.

[94] J. Wei y F.C. Lee, "A soft-switched high efficiency fast transient response 12V VRM – Phase-Shift Buck" CPES Power Electronics Seminar, 2002.

[95] J. Wei y F. Lee "A Novel Soft- Switched, High- Frequency, High- Efficiency, High-Current 12V Voltage Regulator - The Phase- Shift Buck Converter" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003.

[96] M. Ye, M. Xu, F. Lee, "1MHz Multi- Resonant Push- Pull 48V VRM", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003.

[97] Y. Ren, M. Xu, Y. Meng, F. Lee "A Novel Quasi- Resonant Phase- Shifted Full- Bridge Converter for 48V Power Pods", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003.

[98] H. Visairo, E. Rodríguez, J.A. Cobos, P. Alou, "Multiphase Voltage Regulator Module with Self-Driven Synchronous Rectification", IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'03), 2003.

[99] J. Wei, K. Yao, M. Xu, F.C. Lee, "Applying Transformer Concept To Non-isolated Voltage Regulators Significantly Improves The Efficiency And Transient Response" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'03), 2003.

[100] Y. Ren, M. Xu, D. Sterk, F. Lee, "1MHz Self-driven ZVS Full Bridge Converter for 48V Power Pods" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'03), 2003.

[101] P. Alou, J. A. Cobos, O. García, R. Prieto and J. Uceda "Input Voltage influence on Voltage Regulator Modules based on Multiphase Buck and Multiphase Half Bridge topologies" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'04), 2004.

[102] A. Soto, P. Alou, J. A. Cobos and J. Uceda "High Input Voltage (48V) Multiphase VRM with Feed-forward of the Load Current for Fast Dynamics" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'04), 2004

Etapa rectificadora: Doblador de corriente

[103] C. Peng, M. Hannigan y O. Seiersen, "A new efficient high frequency rectifier circuit" Proc. High Frequency Power Conversion (HFPC), 1991, págs. 236-243.

[104] K. O'Meara, "A new output rectifier configuration optimized for high frequency operation" Proc. High Frequency Power Conversion (HFPC), 1991, págs. 219-225.

Soluciones topológicas III: soluciones con autotransformador

[105] P. Xu, J. Wei y F. C. Lee, "The active-clamp couple-buck converter – a novel high efficiency voltage regulator modules" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'01), 2001.

[106] J. Wei, P. Xu, H. Wu, F. C. Lee, K. Yao y M. Ye, "Comparison of three topology candidates for 12V VRM" IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2001.

[107] K. Yao, J. Wei y F. C. Lee, "A lossless clamp circuit for tapped-inductor buck converters" CPES Power Electronics Seminar, 2001.

[108] J. Wei, P. Xu, F. C. Lee, K. Yao y M. Ye, "Static and dynamic modeling of the active clamp coupled-buck converter" CPES Power Electronics Seminar, 2001.

[109] P. Xu, J. Wei, X. Jia, F. C. Lee, P. Wong y G. Yao, "The active-clamp coupled-buck converter for 12V input voltage regulator modules" CPES Power Electronics Seminar, 2001.

[110] P. Xu, J. Wei, K. Yao, Y.Meng y F.C. Lee, "Investigation of candidate topologies for 12V VRM" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'02), 2002.

[111] J. Wei, P. Xu y F. C. Lee, "A high efficiency topology for 12V VRM — push-pull buck and its Integrated Magnetics implementations" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'02), 2002.

[112] K. Yao, Y. Meng y F.C. Lee, "A novel winding Coupled-Buck converter for high-frequency, high step-down DC/DC conversion" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'02), 2002.

[113] Y. Meng, G. Yao, J. Wei, P. Xu y F.C. Lee "Comparison about five candidates for 12V VRM topology" CPES Power Electronics Seminar, 2002.

[114] K. Yao, Y. Ren, J. Wei, M. Xu, F. Lee "A Family of Buck- Type DC- DC Converters with Autotransformers" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003.

Soluciones topológicas IV: soluciones con dos etapas en cascada

[115] L. Balogh, C. Bridge, B. Andreycak, "Unique Cascaded Power Converter Topology for high-current low-output voltage applications" SEM-1300 Power Supply Design Seminar 2000, Unitrode Corporation.

[116] P. Alou, J. Oliver, J.A. Cobos, O. Garcia, J. Uceda, "Buck+half bridge (d=50%) topology applied to very low voltage power converters", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'01), 2001, págs. 715 – 721.

[117] M. Takagi, K. Shimizu, T. Zaitsu "Ultra High Efficiency of 95% for DC/DC Converter-considering Theoretical Limitation of Efficiency," IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'02) 2002, págs. 735-741.

[118] Y. Ren, M. Xu, G. Yao, Y. Meng y F.C. Lee, "A novel simple and high efficiency "DC/DC" transformer" CPES Power Electronics Seminar, 2002.

[119] E. Lam, R. Bell, D. Ashley "Revolutionary Advances in Distributed Power Systems" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003.

[120] Y. Ren, M. Xu, K. Yao, F. Lee "Two- Stage 48V Power Pod Exploration for 64- Bit Microprocessor" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003.

[121] J. Zhu, B. Lehman "Control Loop Design for Two- Stage Dc- Dc Converters with Low Voltage/ High Current Output" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003.

[122] P. Alou, J.A. Cobos, R. Prieto, O. Garcia, J. Uceda, "A two stage voltage regulator module with fast transient response capability" IEEE Power Electronics Specialist, Conference (PESC'03), 2003, págs. 138 – 143.

[123] S. Abe, T. Ninomiya, J. Yamamoto, T. Zaitsu, "Extension of Bandwidth of Two-Stage DC-DC Converter with Low Voltage / High Current Output" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'03), 2003.

[124] M. Xu, F.C. Lee, "General Concepts for High-Efficiency High-Frequency 48V DC/DC Converter" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'03), 2003.

Técnicas de control para optimizar la respuesta dinámica

[125] Richard Redl and Nathan O. Sokal, "Near-Optimum Dynamic Regulation of DC-DC Converters Using Feed-Forward of Output Current and Input Voltage with Current-Mode Control" in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. PE-1, NO. 3, July 1986

[126] Raymond B. Ridley, Bo H. Cho, and Fred C.Y. Lee., "Analysis and Interpretation of Loop Gain of Multiloop-Controlled Switching Regulators", in IEEE Transaction on Power electronics, vol. 3, no. 4, October 1988

[127] B. Arbetter, D. Maksimovic, "DC-DC converter with fast transient response and high efficiency for low-voltage microprocessor loads" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'98), 1998, págs. 156 - 162.

[128] R. Redl, B.P. Erisman, Z. Zansky, **"**Optimizing the load transient response of the buck converter" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'98), 1998, págs. 170 – 176.

[129] G. Schuellein, "Current sharing of redundant synchronous buck regulators powering high performance microprocessors using the V2 control method" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'98), 1998, págs. 853 – 859.

[130] Song Qu "Modeling and design considerations of V2 controlled buck regulator" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'01), 2001, págs 507 – 513.

[131] W. Huang, "A new control for multi-phase buck converter with fast transient response" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'01), 2001

[132] Wei Gu, I. Batarseh, "Interleaved synchronous buck regulator with hysteretic voltage control" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'01), 2001, págs. 1512 - 1516 vol. 3

[133] Wei Gu; Weihong Qiu; Wenkai Wu, I. Batarseh, "A multiphase DC/DC converter with hysteretic voltage control and current sharing" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'02), 2002, págs. 670 – 674.

[134] J.A. Abu-Qahouq, Hong Mao, I. Batarseh, "Novel control method for multiphase low-voltage high-current fast-transient VRMs", IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'02), 2002, págs. 1576 – 1581.

[135] K. Yao, Y. Meng y F. C. Lee, "Optimum design of the active droop control method for the transient response" CPES Power Electronics Seminar, 2002.

[136] K. Yao, K. Lee, M. Xu, F. Lee, "Optimal Design of the Active Droop Control Method for the Transient Response" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003.

[137] K. Lee, K. Yao, X. Zhang, Y. Qiu y F. Lee "A Novel Control Method for Multiphase Voltage Regulators" IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'03), 2003.

[138] A. Barrado, R. Vázquez, A. Lázaro, J. Pleite, J. Vázquez, E. Olías, "Stability Analysis of Linear-Non Linear Control (LnLc) Applied To Fast Transient Response DC-DC Converters" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'03), 2003.

Escalado dinámico de tensión

[139] Vadim Gutnik and A.P. Chandrakasan, "Embedded Power Supply for Low-Power DSP", IEEE Transaction on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, vol. 5, no. 4, December 1997, pp. 425-435.

[140] Tadahiro Kuroda, Kojiro Suzuki, Shinji Mita, et al., "Variable Supply- Voltage Scheme for Low- Power High- Speed CMOS Digital Design", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 33 , no. 3, March 1998, pp. 454-462.

[141] A. Stratakos, "High-Efficiency, Low-Voltage dc-dc Conversion for Portable Applications", Tesis doctoral de la Universidad de California, Berkeley, 1999.

[142] T.D. Burd, R.W. Brodersen, "Design Issues for Dynamic Voltage Scaling", International Symposium on Low Power Electronics and Design (ISLPED'00), 2000, pp. 9-14.

[143] T.D. Burd, Trevor A. Pering, A.J. Stratakos, R.W. Brodersen, "A Dynamic Voltage Scaled Microprocessor System", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, no. 11, November 2000, pp. 1571-1580.

[144] D. Monticelli, "Approaches to Power Management", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'02), 2002.

[145] Sandeep Dhar and Dragan Maksimovic, "Switching Regulator with Dynamically Adjustable Supply Voltage for Low Power VLSI", Industrial Electronics Conference (IECON'02), 2002.

[146] A. Soto, A. de Castro, P. Alou, J.A. Cobos, J. Uceda, A. Lotfi, "Analysis of the buck converter for scaling the supply voltage of digital circuits", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC '03), 2003, págs. 711 – 717.

Control digital

[147] Albert M. Wu, Jinwen Xiao, Dejan Markovic, Seth R. Sanders, "Digital PWM Control: Application in Voltage Regulation Modules" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'99), 1999.

[148] Jinwen Xiao; A.V. Peterchev, S.R. Sanders, "Architecture and IC implementation of a digital VRM controller" IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'01), 2001, págs. 38 – 47.

[149] Q.M. Li, "A Low-Cost Configurable PWM Controller Using Programmable System-On-Chip" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'03), 2003.

[150] S. Saggini, M. Ghioni, A. Geraci, "A Low-complexity, High-performance Digital Control Architecture for Voltage Regulator Modules" IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'03), 2003.

Modelado promediado de convertidores

[151] V. Vorperian "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume: 26 , Issue: 3 , May 1990, págs. 490 – 496.

[152] V. Vorperian "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. II. Discontinuous conduction mode" IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume: 26 , Issue: 3 , May 1990, págs. 497 – 505.

[153] V.M. Canalli, J.A. Cobos, J.A. Oliver, J. Uceda, "Behavioral large signal averaged model for DC/DC switching power converters" IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'96), 1996, págs. 1675 – 1681.

Nuevas tecnologías y circuitos integrados

[154] A.P. Chandrakasan, S. Sheng, R.W. Brodersen, "Low-power CMOS digital design", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 27 , no. 4, April 1992, pp. 473-474.

[155] D. L. Plumton, et al., "A Low On-Resistance, High-Current GaAs Power VFET", IEEE Electron Device Letters, vol. 16, no. 4, April 1995.

[156] Vadim Gutnik and A.P. Chandrakasan, "Embedded Power Supply for Low-Power DSP", IEEE Transaction on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, vol. 5, no. 4, December 1997, pp. 425-435.

[157] N.X. Sun, A.Q. Huang, F.C. Lee "An 0.35μm, 6mΩ, 43μΩ·cm2 Power MOSFET to Power Future Microprocessor" Proceedings of the 11th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, 1999, ISPSD '99, pp. 77-80.

[158] G. J Mehas, K. D. Coonley, C. R. Sullivan, "Design of Microfabricated Inductors for Microprocessor Power Delivery", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'99), 1999.

[159] Faye Li, Demetri Giannopoulos and Ihor Wacyk "A Low Loss High-Frequency Half-Bridge Driver with Integrated Power Devices using EZ-HV SOI Technology", IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'02), 2002.

[160] X. Zhang, A.Q. Huang, N.X. Sun, "Microprocessor Power Management Integration by VRB-CPU approach" IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'03), 2003.

Anexo I

Hojas de cálculo: Rectificador de Toma Media vs. Rectificador Doblador de Corriente

ANEXO I
Rectificador con Toma Media vs Doblador de Corriente
Cálculo de las corrientes eficaces

DATOS:

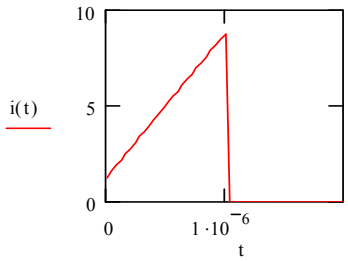
Tensión de entrada:	$Ve := 48 \cdot V$	Relacion vueltas DC:	$ndc := 4$
Tensión de salida:	$Vs := 1.5 \cdot V$	Relacion vueltas TM:	$ntm := 8$
Corriente de salida:	$Is := 10 \cdot A$		
Frecuencia de conmutación:	$fsw := 250 \cdot KHz$		
Rizado en la corriente de salida:	$Ipp := 5 \cdot A$		
Ciclo de trabajo nominal:	$d := 0.25$		

$$t := 0, \frac{1}{100 \cdot fsw} .. \frac{1}{fsw}$$

$$T := \frac{1}{fsw} \qquad \Delta I := Ipp \cdot \frac{(1-d)}{(1-2 \cdot d)} \qquad \Delta I = 7.5\ A \qquad T = 4 \times 10^{-6}\ s$$

Valor eficaz de corriente en el secundario del transformador del Doblador de Corriente

$$Icd(t) := \frac{(Is - \Delta I)}{2} + \frac{\Delta I \cdot t}{d \cdot T} \qquad i(t) := if(0 \le t \le d \cdot T, Icd(t), 0)$$



$$Irms := \sqrt{\frac{1}{\frac{T}{2}} \cdot \int_0^{d \cdot T} i(t)^2\, dt} \qquad Irms = 3.853\ A$$

$$Irms2 := \sqrt{d \cdot \left[\frac{Is^2}{2} + \frac{Ipp^2}{6} \cdot \left(\frac{1-d}{1-2 \cdot d} \right)^2 \right]} \qquad Irms2 = 3.853\ A$$

$$Prms2 := d \cdot \left[\frac{Is^2}{2} + \frac{Ipp^2}{6} \cdot \left(\frac{1-d}{1-2 \cdot d} \right)^2 \right] \qquad Prms2 = 14.844\ A^2 \quad \text{(mW/mohm)}$$

Valor eficaz de corriente en el secundario del transformador del Medio Puente con Toma Media

$$i1(t) := \left(\frac{Is}{2} + \frac{Ipp}{4}\right) - \frac{\frac{Ipp}{2}}{\frac{(1-2\cdot d)}{2}\cdot T}\cdot t \qquad i2(t) := \left(Is - \frac{Ipp}{2}\right) + \frac{Ipp}{d\cdot T}\cdot\left[t - \frac{(1-2d)\cdot T}{2}\right]$$

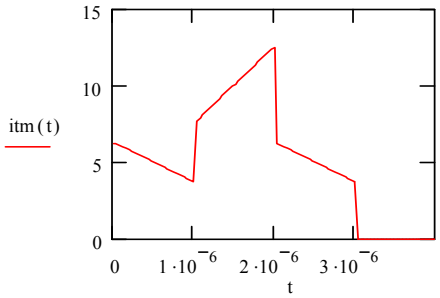
$$i3(t) := \left(\frac{Is}{2} + \frac{Ipp}{4}\right) - \frac{\frac{Ipp}{2}}{\frac{(1-2\cdot d)}{2}\cdot T}\cdot\left[t - \left[d\cdot T + \frac{(1-2d)\cdot T}{2}\right]\right]$$

$$itm3(t) := if\left[d\cdot T + \frac{(1-2\cdot d)\cdot T}{2} < t \le d\cdot T + \frac{(1-2d)\cdot T\cdot 2}{2}, i3(t), 0\cdot A\right]$$

$$itm2(t) := if\left[\frac{(1-2d)\cdot T}{2} < t \le d\cdot T + \frac{(1-2d)\cdot T}{2}, i2(t), 0\cdot A\right]$$

$$itm1(t) := if\left[0 \le t \le \frac{(1-2d)\cdot T}{2}, i1(t), 0\cdot A\right]$$

$$itm(t) := itm1(t) + itm2(t) + itm3(t)$$



$$Irmstm := \sqrt{\frac{1}{T}\cdot\int_0^T itm(t)^2\,dt} \qquad Irmstm = 6.14\,A$$

$$Irmstm2 := \sqrt{\frac{(1+2\cdot d)}{4}\cdot\left(Is^2 + \frac{Ipp^2}{12}\right)} \qquad Irmstm2 = 6.187\,A$$

$$Prmstm2 := \frac{(1+2\cdot d)}{4}\cdot\left(Is^2 + \frac{Ipp^2}{12}\right) \qquad Prmstm2 = 38.281\,A^2$$ (mW/mohm)

Relación de pérdidas por conducción en el secundario del transformador: Medio Puente con Toma Media vs Doblador de Corriente d = 25%

$Rac_sec_tm := 1$

$Rac_sec_dc := 1$

$$ratio := \frac{2 \cdot Irmstm2^2}{Irms2^2} \cdot \frac{Rac_sec_tm}{Rac_sec_dc}$$

$ratio = 5.158$

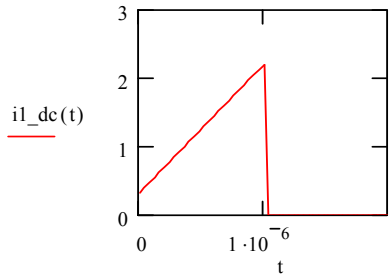
$$ratio2 := \frac{\frac{6}{8} \cdot Is^2 + \frac{2}{32} \cdot Ipp^2}{\frac{1}{8} \cdot Is^2 + \frac{3}{32} \cdot Ipp^2} \cdot \frac{Rac_sec_tm}{Rac_sec_dc}$$

$ratio2 = 5.158$

Valor eficaz de corriente en el primario del transformador del Doblador de Corriente

$$Icd1(t) := \frac{(Is - \Delta I)}{2 \cdot ndc} + \frac{\Delta I \cdot t}{d \cdot T \cdot ndc}$$

$i1_dc(t) := if(0 \le t \le d \cdot T, Icd1(t), 0 \cdot A)$



$$Irms_prim_dc := \sqrt{\frac{1}{\frac{T}{2}} \cdot \int_0^{d \cdot T} i1_dc(t)^2 \, dt}$$

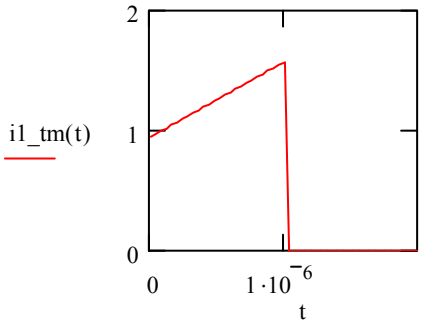
$Irms_prim_dc = 0.963\ A$

$$Irms_prim_dc2 := \sqrt{d \cdot \left[\frac{\left(\frac{Is}{ndc}\right)^2}{2} + \frac{\left(\frac{Ipp}{ndc}\right)^2}{6} \cdot \left(\frac{1 - d}{1 - 2 \cdot d}\right)^2 \right]}$$

$Irms_prim_dc2 = 0.963\ A$

Comprobación valor eficaz de corriente en el primario del transformador del Medio Puente con Toma Media

$$Itm1(t) := \left(\frac{Is}{ntm} - \frac{Ipp}{2\cdot ntm}\right) + \frac{Ipp\cdot t}{d\cdot T\cdot ntm} \qquad i1_tm(t) := if(0 \le t \le d\cdot T, Itm1(t), 0\cdot A)$$



$$Irms_prim_tm := \sqrt{\frac{1}{\frac{T}{2}}\cdot\int_0^{d\cdot T} i1_tm(t)^2\,dt} \qquad Irms_prim_tm = 0.893A$$

$$Irms_prim_tm2 := \sqrt{d\cdot\left[\frac{\left(\frac{2\cdot Is}{ntm}\right)^2}{2} + \frac{\left(\frac{Ipp}{ntm}\right)^2}{6}\right]} \qquad Irms_prim_tm2 = 0.893A$$

Relación de pérdidas por conducción en el primario del transformador: Medio Puente con Toma Media vs Doblador de Corriente d = 25%

$Rac_prim_tm := 1$

$Rac_prim_dc := 1$

$$ratio := \frac{Irms_prim_tm2^2}{Irms_prim_dc2^2}\cdot\frac{Rac_prim_tm}{Rac_prim_dc} \qquad ratio = 0.86$$

Relación de la energía de la bobina de salida: Medio Puente con Toma Media vs Doblador de Corriente d = 25%

$$Ldc := \frac{Vs \cdot (1 - 2 \cdot d)}{fsw \cdot Ipp} \qquad Ltm := \frac{Vs \cdot (1 - 2 \cdot d)}{2 \cdot fsw \cdot Ipp}$$

$$Idc := \frac{Is}{2} + \frac{\Delta I}{2} \qquad Itm := Is + \frac{Ipp}{2}$$

$$Edc := 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot Ldc \cdot Idc^2 \qquad Etm := \frac{1}{2} \cdot Ltm \cdot Itm^2$$

$$Edc = 4.594 \times 10^{-5}\ J \qquad Etm = 2.344 \times 10^{-5}\ J$$

$$Idc = 8.75\ A \qquad Itm = 12.5\ A$$

$$Ldc = 6 \times 10^{-7}\ H \qquad Ltm = 3 \times 10^{-7}\ H$$

$$\frac{Edc}{Etm} = 1.96$$

$$Edc_tm := \left(\frac{Is + Ipp \cdot \frac{1 - d}{1 - 2 \cdot d}}{Is + \frac{Ipp}{2}} \right)^2 \qquad Edc_tm = 1.96$$

Valor eficaz de corriente en los MOSFETs de secundario del Doblador de Corriente

$$T := \frac{1}{fsw} \qquad \Delta I := Ipp \cdot \frac{(1 - d)}{(1 - 2 \cdot d)} \qquad \Delta I = 7.5\ A$$

$$T = 4 \times 10^{-6}\ s$$

$$idc1(t) := \left(\frac{Is}{2} + \frac{\Delta I}{2} \right) - \frac{\Delta I}{(1 - d) \cdot T} \cdot t \qquad idc2(t) := \left(Is - \frac{Ipp}{2} \right) + \frac{Ipp}{d \cdot T} \cdot \left[t - \frac{(1 - 2d) \cdot T}{2} \right]$$

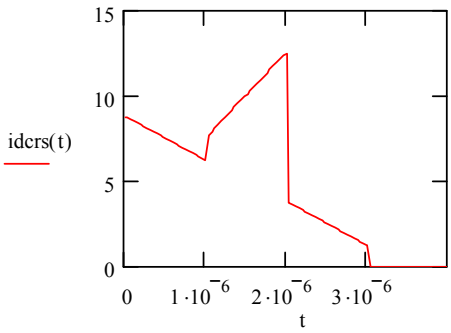
$$idc3(t) := \frac{Is}{2} - \frac{\Delta I \cdot d}{2 \cdot (1 - d)} - \frac{\Delta I}{(1 - d) \cdot T} \cdot \left[t - \left[d \cdot T + \frac{(1 - 2d) \cdot T}{2} \right] \right]$$

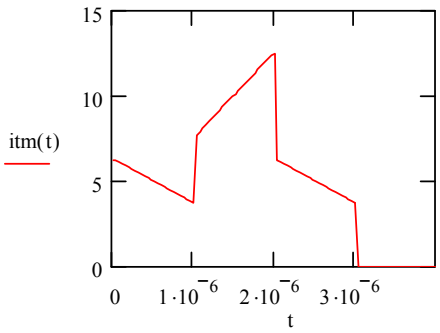
$$idcrs3(t) := if\left[d \cdot T + \frac{(1 - 2 \cdot d) \cdot T}{2} < t \le d \cdot T + \frac{(1 - 2d) \cdot T \cdot 2}{2}, idc3(t), 0 \cdot A \right]$$

$$idcrs2(t) := if\left[\frac{(1 - 2d) \cdot T}{2} < t \le d \cdot T + \frac{(1 - 2d) \cdot T}{2}, idc2(t), 0 \cdot A \right]$$

$$idcrs1(t) := if\left[0 \le t \le \frac{(1 - 2d) \cdot T}{2}, idc1(t), 0 \cdot A \right]$$

$$idcrs(t) := idcrs1(t) + idcrs2(t) + idcrs3(t)$$





$$Irmsdcrs := \sqrt{\frac{1}{T}\cdot\int_0^T idcrs(t)^2\,dt} \qquad Irmsdcrs = 6.408A$$

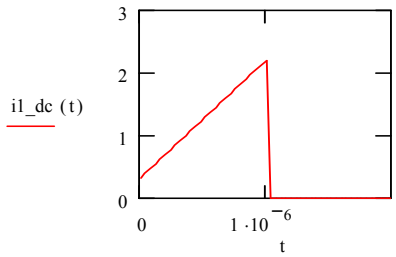
Relación de pérdidas por conducción en los Rectificadores Sïncronos : Medio Puente con Toma Media vs Doblador de Corriente d = 25%

$$ratio := \frac{2\cdot Irmstm^2}{2Irmsdcrs^2}$$

$$ratio = 0.918$$

Valor eficaz de corriente en los MOSFETs de primario del Doblador de Corriente

$$Icd1(t) := \frac{(Is - \Delta I)}{2 \cdot ndc} + \frac{\Delta I \cdot t}{d \cdot T \cdot ndc} \qquad i1_dc(t) := if(0 \le t \le d \cdot T, Icd1(t), 0 \cdot A)$$

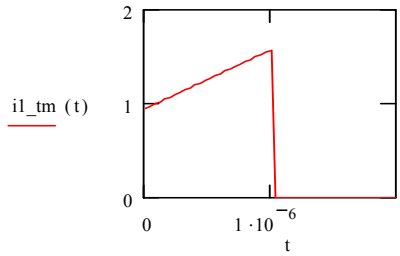


$$Irms_prim_dc := \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{d \cdot T} i1_dc(t)^2 \, dt} \qquad Irms_prim_dc = 0.681\ A$$

$$P := Irms_prim_dc^2 \qquad P = 0.464\ A^2 \frac{mW}{mohm}$$

Valor eficaz de corriente en los MOSFETs de primario del Medio Puente con Toma Media

$$Itm1(t) := \left(\frac{Is}{ntm} - \frac{Ipp}{2 \cdot ntm}\right) + \frac{Ipp \cdot t}{d \cdot T \cdot ntm} \qquad i1_tm(t) := if(0 \le t \le d \cdot T, Itm1(t), 0 \cdot A)$$



$$Irms_prim_tm := \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{d \cdot T} i1_tm(t)^2 \, dt} \qquad Irms_prim_tm = 0.631\ A$$

$$P := Irms_prim_tm^2 \qquad P = 0.399\ A^2 \frac{mW}{mohm}$$

Relación de pérdidas por conducción en el primario del transformador: Medio Puente con Toma Media vs Doblador de Corriente d = 25%

$Rac_prim_tm := 1$

$Rac_prim_dc := 1$

$$ratio := \frac{Irms_prim_tm2^2}{Irms_prim_dc2^2} \cdot \frac{Rac_prim_tm}{Rac_prim_dc} \qquad ratio = 0.86$$

Pérdidas en el núcleo del transformador y corriente magnetizante

$nH := H \cdot 10^{-9}$

$kW := W \cdot 10^{3}$

	RM5 LP-3F3	RM6 LP-3F3	RM8 LP-3F3
	$A5 := 24.5 \cdot mm^2$	$A6 := 37.5 \cdot mm^2$	$A8 := 64.9 \cdot mm^2$
	$V5 := 430 \cdot mm^3$	$V6 := 820 \cdot mm^3$	$V8 := 1860 \cdot mm^3$
	$AL5 := 2000 \cdot nH$	$AL6 := 2700 \cdot nH$	$AL8 := 3800 \cdot nH$
Doblador de corriente	$B5 := \frac{Vs}{2A5 \cdot fsw}$	$B6 := \frac{Vs}{2A6 \cdot fsw}$	$B8 := \frac{Vs}{2A8 \cdot fsw}$
	$B5 = 0.122T$	$B6 = 0.08T$	$B8 = 0.046T$
	$K5 := 400 \cdot \frac{kW}{m^3}$	$K6 := 200 \cdot \frac{kW}{m^3}$	$K8 := 60 \cdot \frac{kW}{m^3}$
	$Pdc5 := K5 \cdot V5$	$Pdc6 := K6 \cdot V6$	$Pdc8 := K8 \cdot V8$
	$Pdc5 = 0.172W$	$Pdc6 = 0.164W$	$Pdc8 = 0.112W$
	$Ldc5 := ndc^2 \cdot AL5$	$Ldc6 := ndc^2 \cdot AL6$	$Ldc8 := ndc^2 \cdot AL8$
	$\Delta Imagdc5 := \frac{Ve \cdot d}{Ldc5 \cdot 2 \cdot fsw}$	$\Delta Imagdc6 := \frac{Ve \cdot d}{Ldc6 \cdot 2 \cdot fsw}$	$\Delta Imagdc8 := \frac{Ve \cdot d}{Ldc8 \cdot 2 \cdot fsw}$
	$\Delta Imagdc5 = 0.75A$	$\Delta Imagdc6 = 0.556A$	$\Delta Imagdc8 = 0.395A$
	$ndc \cdot \Delta Imagdc5 = 3\,A$	$ndc \cdot \Delta Imagdc6 = 2.222A$	$ndc \cdot \Delta Imagdc8 = 1.579A$

Toma Media

$$B5 := \frac{Vs}{4A5 \cdot fsw} \qquad B6 := \frac{Vs}{4A6 \cdot fsw} \qquad B8 := \frac{Vs}{4A8 \cdot fsw}$$

$$B5 = 0.061T \qquad B6 = 0.04T \qquad B8 = 0.023T$$

$$K5 := 80 \cdot \frac{kW}{m^3} \qquad K6 := 30 \cdot \frac{kW}{m^3} \qquad K8 := 10 \cdot \frac{kW}{m^3}$$

$$Pdc5 := K5 \cdot V5 \qquad Pdc6 := K6 \cdot V6 \qquad Pdc8 := K8 \cdot V8$$

$$Pdc5 = 0.034W \qquad Pdc6 = 0.025W \qquad Pdc8 = 0.019W$$

$$Ltm5 := ntm^2 \cdot AL5 \qquad Ltm6 := ntm^2 \cdot AL6 \qquad Ltm8 := ntm^2 \cdot AL8$$

$$\Delta Imagtm5 := \frac{Ve \cdot d}{Ltm5 \cdot 2 \cdot fsw} \qquad \Delta Imagtm6 := \frac{Ve \cdot d}{Ltm6 \cdot 2 \cdot fsw} \qquad \Delta Imagtm8 := \frac{Ve \cdot d}{Ltm8 \cdot 2 \cdot fsw}$$

$$\Delta Imagtm5 = 0.187A \qquad \Delta Imagtm6 = 0.139A \qquad \Delta Imagtm8 = 0.099A$$

$$\frac{ntm}{2} \cdot \Delta Imagtm5 = 0.75A \qquad \frac{ntm}{2} \cdot \Delta Imagtm6 = 0.556A \qquad \frac{ntm}{2} \cdot \Delta Imagtm8 = 0.395A$$

Valor eficaz de corriente en el secundario del transformador del Medio Puente con Toma Media durante los tiempos muertos

$$i1(t) := \left(\frac{Is}{2} + \frac{Ipp}{4}\right) - \frac{\frac{Ipp}{2}}{\frac{(1-2\cdot d)}{2}\cdot T}\cdot t \qquad i2(t) := 0$$

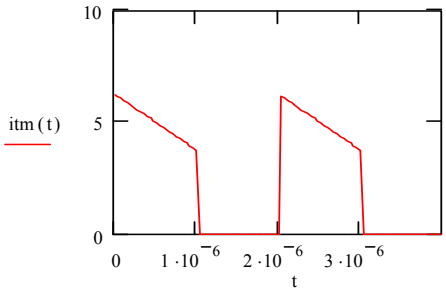
$$i3(t) := \left(\frac{Is}{2} + \frac{Ipp}{4}\right) - \frac{\frac{Ipp}{2}}{\frac{(1-2\cdot d)}{2}\cdot T}\cdot\left[t - \left[d\cdot T + \frac{(1-2d)\cdot T}{2}\right]\right]$$

$$itm3(t) := if\left[d\cdot T + \frac{(1-2\cdot d)\cdot T}{2} < t \le d\cdot T + \frac{(1-2d)\cdot T\cdot 2}{2}, i3(t), 0\cdot A\right]$$

$$itm2(t) := if\left[\frac{(1-2d)\cdot T}{2} < t \le d\cdot T + \frac{(1-2d)\cdot T}{2}, i2(t), 0\cdot A\right]$$

$$itm1(t) := if\left[0 \le t \le \frac{(1-2d)\cdot T}{2}, i1(t), 0\right]$$

$$itm(t) := itm1(t) + itm2(t) + itm3(t)$$



$$Irmstm := \sqrt{\frac{1}{T}\cdot\int_0^T itm(t)^2\,dt}$$

$$Irmstm = 3.643\ A$$

$$Irmstm^2 = 13.268\ A^2 \qquad \text{(mW/mohm)}$$

Valor eficaz de corriente en el secundario del transformador del Medio Puente con Toma Media durante el Ton

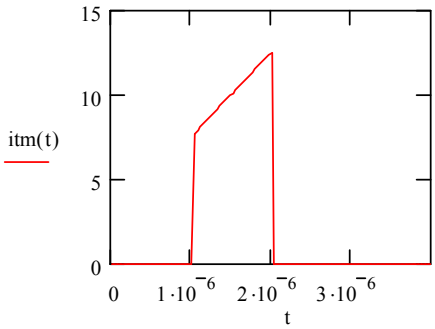
$$i1(t) := 0\cdot A \qquad i2(t) := \left(Is - \frac{Ipp}{2}\right) + \frac{Ipp}{d\cdot T}\cdot\left[t - \frac{(1-2d)\cdot T}{2}\right] \qquad i3(t) := 0\cdot A$$

$$itm3(t) := if\left[d\cdot T + \frac{(1-2\cdot d)\cdot T}{2} < t \le d\cdot T + \frac{(1-2d)\cdot T\cdot 2}{2}, i3(t), 0\cdot A\right]$$

$$itm2(t) := if\left[\frac{(1-2d)\cdot T}{2} < t \le d\cdot T + \frac{(1-2d)\cdot T}{2}, i2(t), 0\cdot A\right]$$

$$itm1(t) := if\left[0 \le t \le \frac{(1-2d)\cdot T}{2}, i1(t), 0\cdot A\right]$$

$itm(t) := itm1(t) + itm2(t) + itm3(t)$



$$Irmstm := \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T itm(t)^2 \, dt}$$

$Irmstm = 4.943A$

$Irmstm^2 = 24.435A^2$ (mW/mohm)

Anexo II

Medidas de rendimiento de las soluciones Reductor Multifase y Medio Puente Multifase

Introducción

En este apéndice se presentan todas las medidas de rendimiento y pérdidas que se han hecho en las soluciones Multifase que se han analizado en el capítulo 5. En cada tabla se indican las condiciones en que han sido realizados cada uno de los ensayos.

Es importante destacar que en todos y cada uno de los ensayos **sólo se han tenido en cuenta las pérdidas de la etapa de potencia**. Por tanto, las medidas de rendimiento y pérdidas no tienen en cuenta las pérdidas generadas por la etapa de control.

Soluciones basadas en el convertidor Reductor Multifase

En primer lugar se presentan las tablas de los ensayos correspondientes a los diferentes diseños basados en el convertidor Reductor Multifase.

MEDIDAS EN EL REDUCTOR MULTIFASE: 5A/µS Y TENSIÓN DE ENTRADA 2V

Anexo II, tabla 1

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 2V, f_{SW} = 70kHz

Reductor 4-fases **V_E = 2V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**6A/µs** **ΔI = 1,8A** **$ΔI_L$ = 11A** **f_{SW} = 70kHz**	Inductancia = 650nH (Bobina A) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
2,237	6,773	1,0247	12,515	84,64	2,327	50,06	9,31

Anexo II, tabla 2

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 2V, f_{SW} = 140kHz

Reductor 4-fases **V_E = 2V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**6A/µs** **ΔI = 0,9A** **$ΔI_L$ = 5,3A** **f_{SW} = 140kHz**	Inductancia = 650nH (Bobina A) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
2,0129	0,05	1,0116	0,014	14,07	0,086	0,06	0,35
2,0251	0,552	1,0049	1,011	90,82	0,103	4,04	0,41
2,0334	1,066	1,0053	2,016	93,37	0,144	8,06	0,57
2,0512	1,571	1,0021	3,012	93,47	0,210	12,05	0,84
2,0079	2,157	1,0098	4,011	93,26	0,292	16,04	1,17
2,0254	2,68	1,0071	5,008	92,60	0,402	20,03	1,61
2,0435	3,204	1,0024	6,012	91,66	0,546	24,05	2,18
2,0523	3,846	1,0295	7,009	90,99	0,711	28,04	2,85
2,009	4,422	1,0029	8,008	89,90	0,897	32,03	3,59

2,0267	4,968	1,0003	9,005	88,91	1,117	36,02	4,47
2,04	5,567	1,0049	10,01	87,97	1,367	40,04	5,47
2,04	6,173	1,0026	11,007	86,97	1,641	44,03	6,56
2,0283	6,857	1,0063	12,003	86,13	1,929	48,01	7,72
2,0564	7,165	1,016	12,502	85,48	2,140	50,01	8,56

Anexo II, tabla 3

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 2V, f_{SW} = 300kHz

Reductor 4-fases **V_E = 2V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**6A/µs** **ΔI = 0,4A** **ΔI_L = 2,6A** **f_{SW} = 300kHz**	Inductancia = 650nH (Bobina A) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
2,0364	0,024	1,0557	0,012	25,92	0,036	0,05	0,14
2,0208	0,535	1,0214	1,009	95,26	0,051	4,04	0,20
2,0206	1,052	1,0045	2,015	95,09	0,104	8,06	0,42
2,0525	1,563	1,0061	3,012	94,27	0,184	12,05	0,74
2,066	2,076	1,0006	4,01	93,29	0,288	16,04	1,15
2,0777	2,631	1,0117	5,008	92,37	0,417	20,03	1,67
2,0915	3,141	1,0006	6,012	91,19	0,579	24,05	2,31
2,0536	3,791	1,0066	7,009	90,19	0,764	28,04	3,06
2,0789	4,318	1,0049	8,007	89,14	0,975	32,03	3,90
2,014	5,089	1,01	9,004	88,18	1,211	36,02	4,84
2,0321	5,642	1,0042	10,008	87,05	1,484	40,03	5,94
2,0533	6,201	1,0014	11,005	85,90	1,796	44,02	7,18
2,0409	6,914	1,0047	12,001	84,74	2,153	48,00	8,61

MEDIDAS EN EL REDUCTOR MULTIFASE: 5A/µS Y TENSIÓN DE ENTRADA 5V

Anexo II, tabla 4

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 5V, f_{SW} = 300kHz

Reductor 4-fases **V_E = 5V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**6A/µs** **ΔI = 1,4A** **$ΔI_L$ = 4,2A** **f_{SW} = 300kHz**	Inductancia = 650nH (Bobina A) Interruptor principal: Si4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
4,996	0,025	1,054	0,013	10,80	0,113	0,05	0,45
5,024	0,234	1,036	1,009	88,81	0,131	4,04	0,53
5,007	0,443	1,006	2,014	91,15	0,196	8,06	0,79
5,074	0,652	1,006	3,012	91,35	0,286	12,05	1,15
5,001	0,893	1,015	4,009	90,95	0,404	16,04	1,61
5,020	1,112	1,009	5,006	90,14	0,550	20,02	2,20
5,066	1,330	1,003	6,011	89,14	0,732	24,04	2,93
5,082	1,551	0,995	7,009	88,06	0,942	28,04	3,77
4,998	1,862	1,017	8,006	87,05	1,205	32,02	4,82
5,037	2,087	1,008	9,003	85,83	1,490	36,01	5,96
5,045	2,388	1,028	10,009	84,82	1,828	40,04	7,31
5,019	2,625	1,005	11,012	83,34	2,195	44,05	8,78
5,048	2,859	0,994	12,010	82,05	2,590	48,04	10,36

Anexo II, tabla 5

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 5V, f_{SW} = 300kHz

Reductor 4-fases **V_E = 5V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**6A/µs** **ΔI = 1,4A** **ΔI_L = 4,2A** **f_{SW} = 300kHz**	Inductancia = 650nH (Bobina A) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
5,09	0,023	0,9978	0,014	11,93	0,103	0,06	0,41
5,074	0,229	1,0192	1,011	88,62	0,132	4,04	0,53
5,057	0,436	1,0078	2,016	92,02	0,176	8,06	0,70
5,039	0,652	1,0046	3,012	91,91	0,266	12,05	1,06
5,021	0,874	1,006	4,01	91,67	0,365	16,04	1,46
5,06	1,085	1,0022	5,007	91,09	0,489	20,03	1,96
5,04	1,323	1,0059	6,012	90,32	0,645	24,05	2,58
5,093	1,532	1,0002	7,009	89,41	0,826	28,04	3,30
5,066	1,861	1,0518	8,006	88,85	1,051	32,02	4,21
5,047	2,089	1,034	9,003	87,76	1,290	36,01	5,16
5,028	2,319	1,0168	10,007	86,67	1,554	40,03	6,22
5,038	2,548	1,0044	11,005	85,46	1,867	44,02	7,47
5,089	2,779	1,0038	12,001	84,48	2,195	48,00	8,78

Anexo II, tabla 6

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 5V, f_{SW} = 200kHz

Reductor 4-fases **V_E = 5V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**6A/µs** **ΔI = 2A** **ΔI_L = 6A** **f_{SW} = 200kHz**	Inductancia = 650nH (Bobina A) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
5,16	0,043	1,0088	0,036	16,37	0,186	0,14	0,74
5,138	0,245	1,0143	1,034	83,32	0,210	4,14	0,84

5,174	0,446	1,0119	2,033	89,15	0,250	8,13	1,00
5,164	0,65	1,0005	3,032	90,37	0,323	12,13	1,29
4,893	0,912	1,0062	4,031	90,89	0,406	16,12	1,63
4,927	1,134	1,0092	5,031	90,87	0,510	20,12	2,04
4,963	1,352	1,0055	6,031	90,38	0,646	24,12	2,58
4,995	1,569	1,0009	7,03	89,78	0,801	28,12	3,20
5,09	1,788	1,0105	8,03	89,16	0,987	32,12	3,95
5,108	2,012	1,0055	9,029	88,34	1,199	36,12	4,79
4,91	2,354	1,011	10,028	87,72	1,420	40,11	5,68
4,942	2,597	1,0099	11,028	86,78	1,697	44,11	6,79
4,969	2,832	1,0031	12,027	85,73	2,008	48,11	8,03
5,02	2,951	1,0094	12,526	85,35	2,170	50,10	8,68

Anexo II, tabla 7

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 5V, f_{SW} = 96kHz

Reductor 4-fases **V_E = 5V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**6A/µs** **ΔI = 5A** **ΔI_L = 12A** **f_{SW} = 96kHz**	Inductancia = 650nH (Bobina A) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
5,086	0,089	1,0261	0,015	3,40	0,437	0,06	1,75
5,071	0,288	1,008	1,011	69,73	0,442	4,04	1,77
5,056	0,5	1,0152	2,016	80,85	0,484	8,06	1,94
5,041	0,704	1,0017	3,013	84,87	0,537	12,05	2,15
5,027	0,916	0,9964	4,011	86,55	0,619	16,04	2,48
5,01	1,145	1,0031	5,008	87,27	0,730	20,03	2,92
5,036	1,361	1,0001	6,013	87,37	0,865	24,05	3,46
5,009	1,741	1,0905	7,01	87,27	1,110	28,04	4,44
4,993	1,972	1,0748	8,008	86,97	1,283	32,03	5,13
5,016	2,205	1,0682	9,004	86,45	1,498	36,02	5,99
4,997	2,44	1,053	10,009	85,87	1,722	40,04	6,89

4,999	2,678	1,0414	11,006	84,99	2,009	44,02	8,04
5,009	2,915	1,0315	12,003	84,11	2,320	48,01	9,28

MEDIDAS EN EL REDUCTOR MULTIFASE: 5A/µS Y TENSIÓN DE ENTRADA 12V

Anexo II, tabla 8

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 12V, f_{SW} = 220kHz

Reductor 4-fases **V_E = 12V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**6A/µs** **ΔI = 5A** **ΔI_L = 6,5A** **f_{SW} = 220kHz**	Inductancia = 650nH (Bobina A) Interruptor principal: Si4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
11,852	0,026	1,0424	0,013	4,40	0,295	0,05	1,18
11,846	0,113	1,0277	1,009	77,41	0,302	4,04	1,21
12,013	0,202	1,0296	2,014	85,34	0,356	8,06	1,42
12,006	0,29	1,0162	3,011	87,70	0,428	12,04	1,71
12,243	0,378	1,0244	4,008	88,48	0,533	16,03	2,13
12,237	0,465	1,0121	5,005	88,72	0,642	20,02	2,57
12,23	0,552	0,9999	6,01	88,65	0,766	24,04	3,07
11,986	0,679	1,0345	7,009	88,68	0,922	28,04	3,69
11,978	0,777	1,0276	8,006	87,92	1,124	32,02	4,50
11,97	0,889	1,0377	9,004	87,28	1,354	36,02	5,42
11,962	1,001	1,0396	10,009	86,32	1,638	40,04	6,55
11,955	1,1	1,0266	11,005	85,28	1,936	44,02	7,75
12,022	1,2	1,0192	12,002	84,10	2,293	48,01	9,17
12,018	1,248	1,0112	12,501	83,56	2,465	50,00	9,86

Anexo II, tabla 9

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 12V, f_{SW} = 220kHz y FDS7766 como interruptor principal

Reductor 4-fases **V_E = 12V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**6A/µs** **ΔI = 5A** **$ΔI_L$ = 6,5A** **f_{SW} = 220kHz**	Inductancia = 650nH (Bobina A) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
11,943	0,026	1,0638	0,014	4,80	0,296	0,06	1,18
11,937	0,116	1,0462	1,01	76,26	0,329	4,04	1,31
11,93	0,207	1,0291	2,015	83,86	0,399	8,06	1,59
11,923	0,308	1,0512	3,012	86,05	0,512	12,05	2,05
12,013	0,402	1,0481	4,01	86,80	0,637	16,04	2,55
12,006	0,495	1,0351	5,007	86,92	0,778	20,03	3,11
12,053	0,605	1,0549	6,013	86,64	0,974	24,05	3,90
12,046	0,701	1,0423	7,011	86,14	1,171	28,04	4,68
11,926	0,818	1,049	8,008	85,66	1,399	32,03	5,60
11,919	0,917	1,0362	9,005	84,86	1,655	36,02	6,62
11,91	1,041	1,0518	10,01	84,36	1,939	40,04	7,76
11,903	1,143	1,0398	11,007	83,51	2,244	44,03	8,97
11,985	1,247	1,0283	12,005	81,93	2,700	48,02	10,80
11,891	1,3	1,0213	12,503	81,91	2,797	50,01	11,19

Anexo II, tabla 10

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 12V, f_{SW} = 300kHz.

Reductor 4-fases **V_E = 12V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**6A/µs** **ΔI = 3,6A** **$ΔI_L$ = 4,7A** **f_{SW} = 300kHz**	Inductancia = 650nH (Bobina A) Interruptor principal: Si4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
10,452	0,022	1,0048	0,024	10,49	0,206	0,10	0,82

10,768	0,117	1,0084	1,022	81,80	0,229	4,09	0,92
10,968	0,214	1,0011	2,021	86,20	0,324	8,08	1,30
11,169	0,31	1,0061	3,021	87,78	0,423	12,08	1,69
11,272	0,403	1,0041	4,02	88,86	0,506	16,08	2,02
11,407	0,501	1,0041	5,019	88,18	0,675	20,08	2,70
11,612	0,595	1,0088	6,02	87,90	0,836	24,08	3,34
11,662	0,69	1,0004	7,019	87,26	1,025	28,08	4,10
11,859	0,786	1,0079	8,018	86,70	1,240	32,07	4,96
11,956	0,88	1,0028	9,018	85,95	1,478	36,07	5,91
12,12	0,977	1,0053	10,018	85,05	1,770	40,07	7,08
12,235	1,073	1,0022	11,017	84,10	2,087	44,07	8,35
12,377	1,169	1,0015	12,016	83,17	2,435	48,06	9,74
12,49	1,217	1,0018	12,516	82,49	2,662	50,06	10,65

Anexo II, tabla 11

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 12V, f_{SW} = 150kHz

Reductor 4-fases **V_E = 12V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**6A/µs** **ΔI = 7,2A** **ΔI_L = 9,5A** **f_{SW} = 150kHz**	Inductancia = 650nH (Bobina A) Interruptor principal: Si4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
11,293	0,038	1,0468	0,01	2,44	0,419	0,04	1,67
11,284	0,131	1,0377	1,007	70,64	0,434	4,03	1,74
11,275	0,224	1,0277	2,006	81,52	0,467	8,02	1,87
11,267	0,318	1,01738	3,003	85,10	0,534	12,01	2,14
11,257	0,414	1,0057	4	86,08	0,649	16,00	2,59
11,344	0,51	1,0044	4,999	86,49	0,782	20,00	3,13
11,428	0,605	1,0042	5,995	86,71	0,919	23,98	3,67
11,541	0,701	1,004	6,993	86,37	1,103	27,97	4,41
11,64	0,797	1,0026	7,991	85,89	1,309	31,96	5,24
11,903	0,894	1,016	8,988	85,29	1,565	35,95	6,26

11,891	0,99	1,003	9,986	84,50	1,825	39,94	7,30
12,006	1,084	0,9992	10,982	83,68	2,125	43,93	8,50
12,172	1,183	1,0021	11,981	82,69	2,492	47,92	9,97

MEDIDAS EN EL REDUCTOR MULTIFASE: 5A/µS Y TENSIÓN DE ENTRADA 24V

Anexo II, tabla 12

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 256kHz

Reductor 4-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**6A/µs** **ΔI = 5A** **ΔI_L = 5,6A** **f_{SW} = 256kHz**	Inductancia = 650nH (Bobina A) Interruptor principal: Si4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
23,548	0,022	1,062	0,018	3,69	0,499	0,07	2,00
23,543	0,067	1,032	1,014	66,34	0,531	4,06	2,12
23,538	0,116	1,007	2,012	74,20	0,704	8,05	2,82
23,921	0,168	1,003	3,009	75,10	1,001	12,04	4,00
22,901	0,226	1,011	4,006	78,25	1,126	16,02	4,50
22,896	0,277	1,0035	5,003	79,16	1,322	20,01	5,29
23,116	0,328	1,0027	6,001	79,36	1,565	24,00	6,26
23,281	0,38	1,0018	6,998	79,24	1,836	27,99	7,34
23,499	0,432	1,0012	7,996	78,86	2,146	31,98	8,58
23,889	0,484	1,0029	8,994	78,01	2,542	35,98	10,17
24,112	0,539	1,001	9,992	76,96	2,994	39,97	11,98

Anexo II, tabla 13

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 150kHz

Reductor 4-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**6A/µs** **ΔI = 8,6A** **ΔI_L = 9,7A** **f_{SW} = 150kHz**	Inductancia = 650nH (Bobina A) Interruptor principal: Si4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
19,879	0,0295	1,0168	0,02	3,47	0,566	0,08	2,26
19,981	0,0791	1,0032	1,02	64,74	0,557	4,08	2,23
20,353	0,1274	1,0015	2,02	78,02	0,570	8,08	2,28
20,976	0,1752	1,0053	3,02	82,61	0,639	12,08	2,56
21,549	0,226	1,0028	4,02	82,78	0,839	16,08	3,36
21,801	0,2812	1,0052	5,02	82,31	1,084	20,08	4,34
22,007	0,332	1,0034	6,01	82,54	1,276	24,04	5,10
22,211	0,3846	1,0035	7,01	82,35	1,508	28,04	6,03
22,442	0,4369	1,0064	8,01	82,22	1,744	32,04	6,97
22,433	0,4546	1,003	8,34	82,03	1,833	33,36	7,33
22,594	0,49	1,0059	9,01	81,86	2,008	36,04	8,03
22,785	0,543	1,0049	10,01	81,30	2,313	40,04	9,25
22,962	0,598	1,0049	11	80,50	2,677	44,00	10,71
23,113	0,6548	1,0034	12	79,56	3,094	48,00	12,37

Anexo II, tabla 14

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 100kHz

Reductor 4-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**6A/µs** **ΔI = 13A** **ΔI_L = 14,7A** **f_{SW} = 100kHz**	Inductancia = 650nH (Bobina A) Interruptor principal: Si4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
21,409	0,048	1,0751	0,022	2,30	1,004	0,09	4,02

21,395	0,097	1,0712	1,02	52,65	0,983	4,08	3,93
21,38	0,146	1,061	2,02	68,66	0,978	8,08	3,91
21,365	0,196	1,0488	3,019	75,61	1,021	12,08	4,08
21,35	0,245	1,0434	4,019	80,17	1,037	16,08	4,15
21,334	0,297	1,0275	5,019	81,39	1,179	20,08	4,72
21,319	0,35	1,0138	6,018	81,77	1,361	24,07	5,44
21,302	0,406	1,0015	7,018	81,27	1,620	28,07	6,48
21,382	0,46	1,0029	8,018	81,76	1,794	32,07	7,18
21,488	0,515	0,9998	9,018	81,47	2,050	36,07	8,20
21,748	0,57	1,0025	10,017	81,01	2,354	40,07	9,42
21,902	0,627	1,0035	11,017	80,51	2,677	44,07	10,71
22,059	0,687	1,0036	12,016	79,58	3,095	48,06	12,38
22,051	0,723	1,0062	12,516	78,99	3,349	50,06	13,40

MEDIDAS EN EL REDUCTOR MULTIFASE: 20A/µS Y TENSIÓN DE ENTRADA 2V

Anexo II, tabla 15

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 2V, f_{SW} = 220kHz

Reductor 4-fases **V_E = 2V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**22A/µs** **ΔI = 2,1A** **ΔI_L = 13A** **f_{SW} = 220kHz**	Inductancia = 180nH (Bobina B) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4 fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
2,0454	7,057	1,003	12,002	83,40	2,396	48,008	9,586

Anexo II, tabla 16

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 2V, f_{SW} = 310kHz

Reductor 4-fases **V_E = 2V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**22A/µs** **ΔI = 1,5A** **$ΔI_L$ = 9A** **f_{SW} = 310kHz**	Inductancia = 180nH (Bobina B) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4 fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
2,0709	0,13	1,0237	0,015	5,70	0,254	0,060	1,015
2,0342	0,653	1,0487	1,012	79,90	0,267	4,048	1,068
1,997	1,18	1,0166	2,018	87,06	0,305	8,072	1,220
2,0046	1,706	1,0067	3,014	88,72	0,386	12,056	1,543
2,0505	2,235	1,0166	4,012	89,00	0,504	16,048	2,017
1,9998	2,952	1,0557	5,009	89,58	0,615	20,036	2,462
2,002	3,528	1,0453	6,014	89,00	0,777	24,056	3,106
2,007	4,095	1,0348	7,01	88,26	0,965	28,040	3,859
1,9914	4,661	1,0122	8,008	87,33	1,176	32,032	4,705
2,0073	5,226	1,0067	9,005	86,42	1,425	36,020	5,699
2,0318	5,798	1,0057	10,009	85,45	1,714	40,036	6,857
2,0052	6,644	1,0279	11,005	84,91	2,011	44,020	8,042
1,9918	7,237	1,0043	12,001	83,61	2,362	48,004	9,448

Anexo II, tabla 17

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 2V, f_{SW} = 400kHz

Reductor 4-fases **V_E = 2V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**22A/µs** **ΔI = 1,1A** **$ΔI_L$ = 6,7A** **f_{SW} = 400kHz**	Inductancia = 180nH (Bobina B) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4 fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
2,0229	7,153	0,9919	12,024	82,42	2,543	48,096	10,173

Anexo II, tabla 18

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 2V, f_{SW} = 150kHz

Reductor 6-fases **V_E = 2V** **V_S = 1V** **I_S =70A**	**21,5A/µs** **ΔI = 1,7A** **$ΔI_L$ = 11,7A** **f_{SW} = 150kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
2,1069	6,78	1,0069	12,024	84,75	2,178	72,144	13,067

Anexo II, tabla 19

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 2V, f_{SW} = 220kHz

Reductor 6-fases **V_E = 2V** **V_S = 1V** **I_S =70A**	**21,5A/µs** **ΔI = 1,2A** **$ΔI_L$ = 8,3A** **f_{SW} = 220kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
2,029	0,109	1	0,041	18,54	0,180	0,246	1,081
2,0794	0,603	1,0077	1,043	83,82	0,203	6,258	1,217
2,0417	1,126	1,0078	2,046	89,69	0,237	12,276	1,422
2,0019	1,682	1,0096	3,044	91,27	0,294	18,264	1,764
2,0221	2,197	1,0048	4,031	91,17	0,392	24,186	2,353
2,055	2,724	1,0094	5,033	90,76	0,518	30,198	3,105
2,0105	3,342	1,0059	6,037	90,38	0,646	36,222	3,879
2,0269	3,886	1,0026	7,04	89,61	0,818	42,240	4,909
2,0455	4,428	0,9999	8,04	88,76	1,018	48,240	6,110
2,0097	4,711	1,0031	8,362	88,60	1,080	50,172	6,479
2,0243	5,09	1,0029	9,043	88,02	1,234	54,258	7,407
2,0014	5,794	1,01	10,028	87,34	1,468	60,168	8,807
2,0079	6,37	1,0013	11,03	86,35	1,746	66,180	10,476
2,0445	6,94	1,0071	12,029	85,38	2,074	72,174	12,447

Anexo II, tabla 20

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 2V, f_{SW} = 300kHz

Reductor 6-fases **V_E = 2V** **V_S = 1V** **I_S =70A**	**21,5A/µs** **ΔI = 0,9A** **ΔI_L = 6A** **f_{SW} = 300kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
2,1	6,756	0,9964	12,023	84,44	2,208	72,138	13,247

Anexo II, tabla 21

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 2V, f_{SW} = 400kHz

Reductor 6-fases **V_E = 2V** **V_S = 1V** **I_S =70A**	**21,5A/µs** **ΔI = 0,65A** **ΔI_L = 4,4A** **f_{SW} = 400kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
2,0714	6,959	1,0044	12,024	83,78	2,338	72,144	14,028

MEDIDAS EN EL REDUCTOR MULTIFASE: 20A/µS Y TENSIÓN DE ENTRADA 5V

Anexo II, tabla 22

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 5V, f_{SW} = 265kHz

Reductor 4-fases **V_E = 5V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**22A/µs** **ΔI = 5,7A** **ΔI_L = 16,7A** **f_{SW} = 265kHz**	Inductancia = 180nH (Bobina B) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4 fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
5,071	0,161	1,0374	0,015	1,91	0,801	0,060	3,203
5,084	2,47	1,0135	10,008	80,77	2,414	40,032	9,657

Anexo II, tabla 23

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 5V, f_{SW} = 400kHz

Reductor 4-fases **V_E = 5V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**22A/µs** **ΔI = 3,8A** **$ΔI_L$ = 11A** **f_{SW} = 400kHz**	Inductancia = 180nH (Bobina B) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4 fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
5,075	0,108	1,0812	0,014	2,76	0,533	0,056	2,132
5,069	0,321	1,069	1,011	66,42	0,546	4,044	2,186
5,053	0,539	1,0495	2,016	77,68	0,608	8,064	2,431
5,038	0,755	1,0307	3,012	81,62	0,699	12,048	2,797
5,019	1,002	1,0445	4,01	83,29	0,841	16,040	3,362
5,004	1,224	1,0235	5,007	83,67	1,000	20,028	4,001
4,983	1,514	1,0503	6,012	83,70	1,230	24,048	4,919
5,008	1,746	1,04	7,009	83,36	1,455	28,036	5,818
4,987	2,043	1,055	8,007	82,91	1,741	32,028	6,964
5,048	2,222	1,0199	9,002	81,85	2,036	36,008	8,142
4,999	2,536	1,0333	10,01	81,59	2,334	40,040	9,337
5,113	2,685	1,0003	11,004	80,18	2,721	44,016	10,884
5,008	3,117	1,0375	12,001	79,76	3,159	48,004	12,636

Anexo II, tabla 24

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 5V, f_{SW} = 500kHz

Reductor 4-fases **V_E = 5V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**22A/µs** **ΔI = 2,9A** **$ΔI_L$ = 8,5A** **f_{SW} = 500kHz**	Inductancia = 180nH (Bobina B) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4 fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
5,005	3,114	1,0147	12,025	78,29	3,384	48,100	13,535

Anexo II, tabla 25

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 5V, f_{SW} = 150kHz

Reductor 6-fases **V_E = 5V** **V_S = 1V** **I_S =70A**	**21,5A/µs** **ΔI = 4A** **$ΔI_L$ = 19A** **f_{SW} = 150kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
5,014	0,1807	1,0319	0,02	2,28	0,885	0,120	5,312
4,911	0,3823	1,0016	1,02	54,42	0,856	6,120	5,135
4,988	0,5901	1,0071	2,02	69,11	0,909	12,120	5,454
5,024	0,797	1,0054	3,02	75,83	0,968	18,120	5,807
5,071	1,005	1,0049	4,01	79,07	1,067	24,060	6,400
5,103	1,213	1,0018	5,01	81,08	1,171	30,060	7,026
4,998	1,468	1,0063	6,01	82,43	1,289	36,060	7,735
5,038	1,685	1,0038	7,01	82,89	1,452	42,060	8,714
5,076	1,9	1,0013	8,01	83,16	1,624	48,060	9,744
5,06	2,165	1,0106	9,01	83,12	1,849	54,060	11,096
5,076	2,387	1,0043	10	82,89	2,073	60,000	12,440
5,116	2,608	1,0006	11	82,49	2,336	66,000	14,016
5,035	2,98	1,0283	12	82,24	2,665	72,000	15,988

Anexo II, tabla 26

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 5V, f_{SW} = 320kHz

Reductor 6-fases **V_E = 5V** **V_S = 1V** **I_S =70A**	**21,5A/µs** **ΔI = 1,9A** **$ΔI_L$ = 9,1A** **f_{SW} = 320kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
5,046	0,064	1,0165	0,042	13,22	0,280	0,252	1,682
5,101	0,265	1,0083	1,043	77,80	0,300	6,258	1,801
5,197	0,462	1,001	2,046	85,30	0,353	12,276	2,118

5,017	0,699	1,0118	3,042	87,77	0,429	18,252	2,574
5,101	0,901	1,0048	4,029	88,08	0,548	24,174	3,286
5,181	1,113	1,0072	5,03	87,86	0,700	30,180	4,201
5,221	1,325	1,0033	6,037	87,56	0,861	36,222	5,165
4,79	1,693	1,0044	7,037	87,16	1,042	42,222	6,249
4,854	1,929	1,0084	8,038	86,57	1,258	48,228	7,547
4,848	2,012	1,0055	8,361	86,19	1,347	50,166	8,083
4,892	2,167	1,0052	9,041	85,73	1,513	54,246	9,078
4,933	2,406	1,0049	10,027	84,90	1,793	60,162	10,756
4,957	2,653	1,0022	11,029	84,05	2,098	66,174	12,586
5,024	2,889	1,0033	12,028	83,14	2,447	72,168	14,680

Anexo II, tabla 27

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 5V, f_{SW} = 320kHz

Reductor 6-fases **V_E = 5V** **V_S = 1V** **I_S =70A**	**21,5A/µs** **ΔI = 1,9A** **$ΔI_L$ = 9,1A** **f_{SW} = 320kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: **Si4416** Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
4,989	3,009	1,02	12	81,54	2,772	72,000	16,631

Anexo II, tabla 28

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 5V, f_{SW} = 400kHz

Reductor 6-fases **V_E = 5V** **V_S = 1V** **I_S =70A**	**21,5A/µs** **ΔI = 1,5A** **$ΔI_L$ = 7,2A** **f_{SW} = 400kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: FDS7766 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
4,883	2,998	1,0049	12,022	82,52	2,558	72,132	15,350

MEDIDAS EN EL REDUCTOR MULTIFASE: 20A/µS Y TENSIÓN DE ENTRADA 12V

Anexo II, tabla 29

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 12V, f_{SW} = 220kHz

Reductor 4-fases **V_E = 12V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**22A/µs** **ΔI = 17,5A** **ΔI_L = 23A** **f_{SW} = 220kHz**	Inductancia = 180nH (Bobina B) Interruptor principal: Si 4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4 fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
11,959	0,618	1,0678	5,003	72,28	2,048	20,012	8,194

Anexo II, tabla 30

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 12V, f_{SW} = 350kHz

Reductor 4-fases **V_E = 12V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**22A/µs** **ΔI = 11A** **ΔI_L = 14,5A** **f_{SW} = 350kHz**	Inductancia = 180nH (Bobina B) Interruptor principal: Si 4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4 fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
12,036	0,069	1,022	0,013	1,60	0,817	0,052	3,269
12,03	0,149	1,0062	1,009	56,64	0,777	4,036	3,109
12,024	0,236	1,0161	2,013	72,08	0,792	8,052	3,169
12,086	0,319	1,0004	3,009	78,08	0,845	12,036	3,381
11,791	0,453	1,0724	4,006	80,43	1,045	16,024	4,181
11,784	0,54	1,0463	5,002	82,25	1,130	20,008	4,519
11,845	0,62	1,004	6,007	82,12	1,313	24,028	5,251
12,055	0,717	1,008	7,003	81,67	1,584	28,012	6,338
12,046	0,846	1,0322	8,001	81,04	1,932	32,004	7,729
12,044	0,877	1,0309	8,297	80,98	2,009	33,188	8,037
11,721	0,969	1,0005	9,021	79,47	2,332	36,084	9,329
11,941	1,071	1,0068	10,02	78,88	2,701	40,080	10,803

12,09	1,17	1,0013	11,02	78,01	3,111	44,080	12,444
12,366	1,272	1,009	12,018	77,09	3,603	48,072	14,414

Anexo II, tabla 31

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 12V, f_{SW} = 450kHz

Reductor 4-fases **V_E = 12V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**22A/µs** **ΔI = 8,4A** **ΔI_L = 11A** **f_{SW} = 450kHz**	Inductancia = 180nH (Bobina B) Interruptor principal: Si 4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4 fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
8,952	0,066	1,0072	0,023	3,92	0,568	0,092	2,271
8,989	0,177	1,0099	1,022	64,87	0,559	4,088	2,236
9,146	0,292	1,0135	2,021	76,70	0,622	8,084	2,489
9,468	0,401	1,0189	3,02	81,05	0,720	12,080	2,878
9,706	0,503	1,007	4,02	82,92	0,834	16,080	3,336
10,004	0,619	1,0085	5,02	81,76	1,130	20,080	4,519
10,156	0,731	1,0065	6,02	81,62	1,365	24,080	5,460
10,423	0,848	1,0255	7,019	81,44	1,641	28,076	6,563
10,405	0,962	1,0111	8,019	81,00	1,902	32,076	7,606
10,558	1,079	1,0074	9,018	79,75	2,307	36,072	9,229
11,001	1,193	1,035	10,018	79,00	2,756	40,072	11,022
10,983	1,32	1,0281	11,018	78,13	3,170	44,072	12,680
11,029	1,42	1,005	12,017	77,11	3,584	48,068	14,336

Anexo II, tabla 32

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 4-FASES

V_E = 12V, f_{SW} = 655kHz

Reductor 4-fases **V_E = 12V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**22A/µs** **ΔI = 5,9A** **$ΔI_L$ = 7,8A** **f_{SW} = 655kHz**	Inductancia = 180nH (Bobina B) Interruptor principal: Si 4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 4 fases (A)**	**Pérdidas 4 fases (W)**
11,402	0,044	1,0301	0,015	3,08	0,486	0,060	1,945
11,16	0,135	1,029	1,011	69,05	0,466	4,044	1,865
11,598	0,224	1,0216	2,015	79,24	0,539	8,060	2,158
11,68	0,33	1,06	3,011	82,81	0,663	12,044	2,651
12,459	0,395	1,005	4,007	81,83	0,894	16,028	3,577
10,977	0,57	1,034	5,003	82,68	1,084	20,012	4,335
11,28	0,692	1,067	6,007	82,11	1,396	24,028	5,585
11,262	0,814	1,072	7,003	81,89	1,660	28,012	6,640
11,25	0,936	1,058	8,001	80,39	2,065	32,004	8,260
11,237	1,052	1,044	8,999	79,47	2,426	35,996	9,705
11,225	1,175	1,031	10,004	78,20	2,875	40,016	11,501

Anexo II, tabla 33

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 12V, f_{SW} = 195kHz

Reductor 6-fases **V_E = 12V** **V_S = 1V** **I_S =70A**	**21,5A/µs** **ΔI = 10A** **$ΔI_L$ = 16,8A** **f_{SW} = 195kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: Si 4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
12,055	0,0832	0,9984	0,03	2,99	0,973	0,180	5,838
12,435	0,1668	1,0189	1,03	50,60	1,025	6,180	6,148
12,395	0,2477	1,0057	2,03	66,50	1,029	12,180	6,172
12,462	0,3317	1,0063	3,03	73,76	1,085	18,180	6,507

11,431	0,4699	1,0457	4,03	78,46	1,157	24,180	6,944
11,381	0,5694	1,0373	5,02	80,35	1,273	30,120	7,639
11,334	0,6656	1,0241	6,02	81,72	1,379	36,120	8,273
11,286	0,7617	1,0093	7,02	82,42	1,511	42,120	9,068
11,358	0,8617	1,0053	8,01	82,28	1,735	48,060	10,408
11,368	0,8932	1,0018	8,34	82,28	1,799	50,040	10,793
11,448	0,9611	1,0032	9,01	82,15	1,964	54,060	11,783
11,596	1,0612	1,0076	10,01	81,96	2,220	60,060	13,318
11,656	1,1608	1,0028	11,01	81,60	2,489	66,060	14,937
11,765	1,2618	1,0025	12,01	81,10	2,805	72,060	16,830

Anexo II, tabla 34

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 12V, f_{SW} = 275kHz

Reductor 6-fases **V_E = 12V** **V_S = 1V** **I_S =70A**	**21,5A/µs** **ΔI = 7,1A** **ΔI_L = 11,9A** **f_{SW} = 275kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: Si 4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
11,96	0,0617	1,047	0,03	4,26	0,707	0,180	4,239
12,226	0,1493	1,058	1,03	59,70	0,736	6,180	4,414
12,183	0,2346	1,0432	2,03	74,09	0,740	12,180	4,443
12,14	0,3212	1,0284	3,02	79,65	0,794	18,120	4,762
12,096	0,4081	1,012	4,02	82,41	0,868	24,120	5,209
12,092	0,4974	1	5,02	83,46	0,995	30,120	5,967
12,026	0,631	1,056	6,02	83,77	1,231	36,120	7,388
11,977	0,7275	1,0419	7,02	83,94	1,399	42,120	8,395
11,929	0,8233	1,0271	8,01	83,77	1,594	48,060	9,564
11,914	0,8526	1,0231	8,31	83,70	1,656	49,860	9,935
11,879	0,9194	1,0118	9,01	83,47	1,805	54,060	10,831
11,886	1,0153	1,001	10,01	83,03	2,048	60,060	12,287
12,052	1,1127	1,0042	11,01	82,45	2,354	66,060	14,124

12,204	1,2092	1,0049	12,01	81,78	2,688	72,060	16,129

Anexo II, tabla 35

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 12V, f_{SW} = 350kHz

Reductor 6-fases **V_E = 12V** **V_S = 1V** **I_S =70A**	**21,5A/µs** **ΔI = 5,6A** **ΔI_L = 9,5A** **f_{SW} = 350kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: Si 4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
12,256	0,038	1,0075	0,041	8,87	0,424	0,246	2,547
12,249	0,12	1,0016	1,044	71,09	0,425	6,264	2,550
12,811	0,198	1,0067	2,048	81,17	0,478	12,288	2,867
12,7	0,284	0,9998	3,047	84,28	0,567	18,282	3,401
12,865	0,368	0,9999	4,034	84,96	0,712	24,204	4,272
11,791	0,504	1,0174	5,035	85,91	0,838	30,210	5,025
11,784	0,598	1,0089	6,039	86,10	0,979	36,234	5,875
11,776	0,696	1,0017	7,041	85,64	1,177	42,246	7,064
11,886	0,792	1,0026	8,042	85,18	1,395	48,252	8,373
11,964	0,823	1,0049	8,364	84,87	1,490	50,184	8,938
12,054	0,888	1,0045	9,045	84,35	1,675	54,270	10,048
12,209	0,979	1,0018	10,031	83,49	1,973	60,186	11,838
12,338	1,078	1,0018	11,035	82,49	2,330	66,210	13,977
12,492	1,176	1,0053	12,034	81,67	2,693	72,204	16,156

Anexo II, tabla 36

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 12V, f_{SW} = 400kHz

Reductor 6-fases **V_E = 12V** **V_S = 1V** **I_S =70A**	**21,5A/µs** **ΔI = 4,9A** **ΔI_L = 8,2A** **f_{SW} = 400kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: Si 4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
10,051	0,043	1,0129	0,025	5,86	0,407	0,150	2,441
10,144	0,14	1,0031	1,023	72,26	0,394	6,138	2,364
10,414	0,237	1,004	2,023	82,29	0,437	12,138	2,622
10,797	0,333	1,0092	3,023	84,85	0,545	18,138	3,268
11,006	0,434	1,001	4,022	84,29	0,751	24,132	4,503
11,159	0,534	1,0005	5,022	84,32	0,934	30,132	5,606
11,305	0,633	0,9987	6,022	84,04	1,142	36,132	6,851
11,461	0,733	1,0012	7,022	83,69	1,370	42,132	8,223
11,613	0,832	1,0008	8,022	83,09	1,634	48,132	9,802
11,721	0,864	1,0035	8,35	82,74	1,748	50,100	10,486
11,94	0,932	1,0167	9,022	82,43	1,955	54,132	11,732
11,918	1,03	0,9994	10,021	81,58	2,261	60,126	13,563
12,123	1,128	1,0025	11,021	80,80	2,626	66,126	15,757
12,326	1,228	1,0039	12,02	79,72	3,069	72,120	18,417

MEDIDAS EN EL REDUCTOR MULTIFASE: 20A/µS Y TENSIÓN DE ENTRADA 24V

Anexo II, tabla 37

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 150kHz

Reductor 6-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**21,5A/µs** **ΔI = 18A** **$ΔI_L$ = 22,3A** **f_{SW} = 150kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: Si 4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
21,834	0,091	0,0512	0,025	0,06	1,986	0,150	11,914
21,823	0,136	1,0391	1,023	35,82	1,905	6,138	11,430
21,811	0,183	1,0345	2,022	52,41	1,900	12,132	11,398
21,799	0,228	1,0204	3,022	62,04	1,887	18,132	11,319
21,788	0,275	1,0118	4,022	67,92	1,922	24,132	11,533
21,832	0,321	1,0027	5,022	71,85	1,973	30,132	11,835
22,159	0,367	1,0048	6,022	74,41	2,081	36,132	12,489
22,373	0,413	1	7,021	75,98	2,219	42,126	13,314
22,814	0,457	1,0013	8,021	77,03	2,395	48,126	14,367
23,543	0,499	1,0096	9,021	77,52	2,640	54,126	15,842
24,597	0,534	1,0135	10,02	77,32	2,980	60,120	17,877

Anexo II, tabla 38

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 200kHz

Reductor 6-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**21,5A/µs** **ΔI = 13,8A** **$ΔI_L$ = 17,1A** **f_{SW} = 200kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: Si 4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
20,368	0,062	1,0032	0,025	1,99	1,238	0,150	7,426
21,092	0,11	1,0107	1,024	44,61	1,285	6,144	7,711

21,479	0,157	1,0188	2,023	61,12	1,311	12,138	7,867
21,468	0,202	1,0053	3,022	70,06	1,299	18,132	7,791
21,851	0,249	1,0097	4,022	74,64	1,380	24,132	8,279
22,066	0,294	1,0042	5,022	77,74	1,444	30,132	8,666
22,675	0,335	1,0038	6,022	79,58	1,551	36,132	9,307
24,019	0,369	1,0072	7,022	79,80	1,790	42,132	10,743
20,463	0,493	1,0059	8,021	79,98	2,020	48,126	12,120
20,7	0,553	1,0069	9,021	79,35	2,364	54,126	14,183
22,842	0,567	1,001	10,019	77,44	2,922	60,114	17,534

Anexo II, tabla 39

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 270kHz

Reductor 6-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**21,5A/µs** **ΔI = 10,1A** **ΔI_L = 12,6A** **f_{SW} = 270kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: Si 4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
20,348	0,0459	1,0125	0,03	3,25	0,904	0,180	5,422
20,55	0,0917	1,0008	1,03	54,70	0,854	6,180	5,122
20,985	0,1375	0,9999	2,02	70,00	0,866	12,120	5,194
21,285	0,1836	0,9989	3,02	77,19	0,891	18,120	5,347
22,023	0,2292	1,0096	4,02	80,41	0,989	24,120	5,934
22,955	0,2706	1,0038	5,02	81,12	1,173	30,120	7,035
23,933	0,3285	1,0118	6,01	77,35	1,781	36,060	10,686
24,235	0,3866	1,0083	7,01	75,44	2,301	42,060	13,806
24,259	0,442	0,9898	8,01	73,94	2,794	48,060	16,765

Anexo II, tabla 40

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR REDUCTOR 6-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 540kHz

Reductor 6-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**21,5A/µs** **ΔI = 5,1A** **$ΔI_L$ = 6,3A** **f_{SW} = 540kHz**	Inductancia = 280nH (Bobina C) Interruptor principal: Si 4416 Rectificador Síncrono: FDS7766

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 6 fases (A)**	**Pérdidas 6 fases (W)**
22,334	0,0255	1,0038	0,03	5,29	0,539	0,180	3,236
24,087	0,0639	1,0005	1,02	66,30	0,519	6,120	3,112
18,389	0,1387	1,0062	2,02	79,69	0,518	12,120	3,108
19,861	0,208	1,0078	3,02	73,67	1,088	18,120	6,525
20,125	0,2766	1,0013	4,02	72,31	1,541	24,120	9,248
20,521	0,341	1,0036	5,02	72,00	1,960	30,120	11,758
21,007	0,4069	1,0104	6,01	71,04	2,475	36,060	14,851
21,245	0,4712	1,0025	7,01	70,20	2,983	42,060	17,899

Soluciones basadas en el convertidor Medio Puente Multifase

A continuación se presentan las tablas de los ensayos correspondientes a los diferentes diseños basados en el convertidor Medio Puente Multifase.

MEDIDAS EN EL MEDIO PUENTE MULTIFASE: 5A/µS Y TENSIÓN DE ENTRADA 24V

Anexo II, tabla 41

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR MEDIO PUENTE 2-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 100kHz

Medio Puente 2-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**5,7A/µs** **ΔI = 1,3A** **ΔI_L = 7,1A** **f_{SW} = 100kHz**	Inductancia = 360nH (Bobina D) Interruptores primario: Si4416 Rectificadores Síncronos: FDS6572A

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 2 fases (A)**	**Pérdidas 2 fases (W)**
23,95	0,0185	1,0663	0,04	9,63	0,443	0,08	0,89
23,808	0,1285	1,0339	2,55	86,18	0,423	5,10	0,85
23,743	0,237	1,0068	5,05	90,35	0,543	10,10	1,09
24,185	0,347	1,002	7,55	90,14	0,827	15,10	1,65
24,748	0,456	1,0017	10,04	89,12	1,228	20,08	2,46
24,44	0,586	1,0012	12,54	87,66	1,767	25,08	3,53
24,995	0,698	1,0028	15,04	86,45	2,364	30,08	4,73
24,22	0,858	1,002	17,55	84,62	3,196	35,10	6,39
24,359	0,993	1,0002	20,03	82,82	4,154	40,06	8,31
24,255	1,167	1,007	22,55	80,22	5,598	45,10	11,20

Anexo II, tabla 42

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR MEDIO PUENTE 2-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 50kHz

Medio Puente 2-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**5,7A/µs** **ΔI = 2,6A** **ΔI_L = 14A** **f_{SW} = 50kHz**	Inductancia = 360nH (Bobina E) Interruptores primario: Si4416 Rectificadores Síncronos: FDS6572A

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 2 fases (A)**	**Pérdidas 2 fases (W)**
23,803	0,0224	1,0018	0,04	7,52	0,533	0,08	1,07
24,393	0,127	1,0057	2,55	82,78	0,533	5,10	1,07
24,734	0,232	1,0048	5,05	88,43	0,664	10,10	1,33
24,111	0,347	0,9921	7,55	89,53	0,876	15,10	1,75
24,745	0,454	0,9996	10,04	89,33	1,198	20,08	2,40
24,242	0,585	1,0026	12,54	88,65	1,609	25,08	3,22
24,748	0,692	0,9996	15,04	87,79	2,092	30,08	4,18
24,402	0,836	1,0052	17,55	86,48	2,759	35,10	5,52
24,849	0,949	1,0017	20,03	85,08	3,518	40,06	7,04
24,642	1,0957	0,9984	22,55	83,38	4,486	45,10	8,97
24,522	1,252	1	25,06	81,62	5,642	50,12	11,28

Anexo II, tabla 43

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR MEDIO PUENTE 2-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 75kHz

Medio Puente 2-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**5,7A/µs** **ΔI = 1,75A** **ΔI_L = 9,6A** **f_{SW} = 75kHz**	Inductancia = 360nH (Bobina E) Interruptores primario: Si4416 Rectificadores Síncronos: FDS6572A

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 2 fases (A)**	**Pérdidas 2 fases (W)**
23,966	0,0162	0,9927	0,04	10,23	0,388	0,08	0,78
24,805	0,12	1,008	2,55	86,35	0,406	5,10	0,81
24,304	0,2299	1,004	5,05	90,74	0,517	10,10	1,03
24,789	0,335	0,9992	7,55	90,84	0,760	15,10	1,52

23,995	0,464	1,0026	10,04	90,41	1,068	20,08	2,14
24,346	0,5756	0,9997	12,54	89,46	1,477	25,08	2,95
24,969	0,685	1,0063	15,04	88,49	1,969	30,08	3,94
24,881	0,813	1,0047	17,55	87,17	2,596	35,10	5,19
24,784	0,95	1,0045	20,03	85,45	3,425	40,06	6,85
24,675	1,09	1	22,55	83,84	4,346	45,10	8,69
24,35	1,263	1,0088	25,06	82,20	5,474	50,12	10,95

Anexo II, tabla 44

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR MEDIO PUENTE 2-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 100kHz

Medio Puente 2-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**5,7A/µs** **ΔI = 1,3A** **$ΔI_L$ = 7,1A** **f_{SW} = 100kHz**	Inductancia = 360nH (Bobina E) Interruptores primario: Si4416 Rectificadores Síncronos: FDS6572A

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 2 fases (A)**	**Pérdidas 2 fases (W)**
23,995	0,0144	0,9856	0,04	11,41	0,346	0,08	0,69
24,694	0,1197	1,0118	2,55	87,29	0,376	5,10	0,75
24,626	0,2283	1,0117	5,05	90,87	0,513	10,10	1,03
24,975	0,3334	1,0057	7,55	91,19	0,734	15,10	1,47
23,92	0,4661	1,0067	10,04	90,66	1,042	20,08	2,08
24,258	0,578	1,0015	12,54	89,57	1,462	25,08	2,92
24,892	0,687	1,0064	15,04	88,51	1,965	30,08	3,93
23,953	0,8444	1,0019	17,55	86,93	2,643	35,10	5,29
24,567	0,9598	1,0051	20,03	85,38	3,447	40,06	6,89
25,057	1,078	1,0041	22,55	83,83	4,369	45,10	8,74
24,943	1,236	1,0048	25,06	81,68	5,649	50,12	11,30

MEDIDAS EN EL MEDIO PUENTE MULTIFASE: 20A/µS Y TENSIÓN DE ENTRADA 24V

Anexo II, tabla 45

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR MEDIO PUENTE 2-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 90kHz

Medio Puente 2-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**20,5A/µs** **ΔI = 5,1A** **$ΔI_L$ = 28A** **f_{SW} = 90kHz**	Inductancia = 100nH (Bobina F) Interruptores primario: Si4416 Rectificadores Síncronos: FDS6572A

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 2 fases (A)**	**Pérdidas 2 fases (W)**
24,154	0,053	1,0053	0,043	3,38	1,280	0,086	2,560
24,145	0,158	1,0099	2,548	67,45	1,242	5,096	2,483
24,137	0,264	1,002	5,034	79,16	1,328	10,068	2,656
24,128	0,376	1,005	7,539	83,52	1,495	15,078	2,991
24,119	0,494	1,0075	10,028	84,80	1,812	20,056	3,623
24,109	0,614	1,0014	12,532	84,78	2,253	25,064	4,507
24,098	0,748	1,007	15,021	83,92	2,899	30,042	5,798
24,088	0,878	1,0035	17,531	83,18	3,557	35,062	7,114
24,077	1,02	1,0037	20,019	81,82	4,465	40,038	8,931

Anexo II, tabla 46

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR MEDIO PUENTE 2-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 160kHz

Medio Puente 2-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**20,5A/µs** **ΔI = 2,9A** **$ΔI_L$ = 16A** **f_{SW} = 160kHz**	Inductancia = 100nH (Bobina F) Interruptores primario: Si4416 Rectificadores Síncronos: FDS6572A

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 2 fases (A)**	**Pérdidas 2 fases (W)**
24,206	0,026	1,0078	0,044	7,05	0,629	0,088	1,259
24,198	0,131	1,0076	2,549	81,02	0,602	5,098	1,203
24,189	0,238	1,001	5,034	87,53	0,718	10,068	1,436
24,18	0,354	1	7,538	88,06	1,022	15,076	2,043

24,17	0,475	1,0035	10,028	87,65	1,418	20,056	2,835
24,161	0,595	1,0007	12,53	87,22	1,837	25,060	3,674
24,151	0,724	1,007	15,019	86,50	2,361	30,038	4,722
24,139	0,864	1,008	17,528	84,71	3,188	35,056	6,376
24,129	1,003	1,0047	20,015	83,09	4,092	40,030	8,185
24,117	1,147	1,0026	22,521	81,63	5,083	45,042	10,165

Anexo II, tabla 47

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR MEDIO PUENTE 2-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 200kHz

Medio Puente 2-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**20,5A/µs** **ΔI = 2,3A** **ΔI_L = 13A** **f_{SW} = 200kHz**	Inductancia = 100nH (Bobina F) Interruptores primario: Si4416 Rectificadores Síncronos: FDS6572A

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 2 fases (A)**	**Pérdidas 2 fases (W)**
24,358	0,02	1,001	0,042	8,63	0,487	0,084	0,974
24,349	0,125	1,0088	2,547	84,42	0,474	5,094	0,948
24,341	0,233	1,0021	5,032	88,91	0,629	10,064	1,258
24,332	0,351	1,0014	7,538	88,39	0,992	15,076	1,984
24,323	0,473	1,0065	10,028	87,73	1,412	20,056	2,823
24,313	0,593	0,9984	12,533	86,79	1,905	25,066	3,809
24,303	0,723	1,0013	15,02	85,59	2,532	30,040	5,063
24,293	0,86	1,0013	17,528	84,01	3,341	35,056	6,682
24,282	1,001	0,9977	20,015	82,16	4,337	40,030	8,675

Anexo II, tabla 48

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR MEDIO PUENTE 2-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 300kHz

Medio Puente 2-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**20,5A/µs** **ΔI = 1,5A** **ΔI_L = 8,5A** **f_{SW} = 300kHz**	Inductancia = 100nH (Bobina F) Interruptores primario: Si4416 Rectificadores Síncronos: FDS6572A

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 2 fases (A)**	**Pérdidas 2 fases (W)**
24,194	0,024	1,0035	0,042	7,26	0,581	0,084	1,161
24,185	0,129	1,0017	2,548	81,81	0,568	5,096	1,135
24,176	0,245	1,0035	5,033	85,27	0,873	10,066	1,745
24,167	0,361	1,0025	7,538	86,62	1,167	15,076	2,335
24,158	0,482	1,0068	10,028	86,71	1,548	20,056	3,096
24,148	0,609	1,0074	12,53	85,83	2,083	25,060	4,167
24,137	0,735	1,0005	15,019	84,70	2,714	30,038	5,428
24,126	0,875	1,0004	17,528	83,06	3,575	35,056	7,150
24,114	1,022	0,9994	20,017	81,17	4,640	40,034	9,279

Anexo II, tabla 49

MEDIDAS DE RENDIMIENTO PARA EL CONVERTIDOR MEDIO PUENTE 3-FASES

V_E = 24V, f_{SW} = 160kHz

Medio Puente 2-fases **V_E = 24V** **V_S = 1V** **I_S =50A**	**20,5A/µs** **ΔI = 2,9A** **ΔI_L = 16A** **f_{SW} = 160kHz**	Inductancia = 100nH (Bobina F) Interruptores primario: Si4416 Rectificadores Síncronos: FDS6572A

V_E (V)	**I_E (A)**	**V_S (V)**	**I_S 1 fase (A)**	**Rendimiento (%)**	**Pérdidas 1 fase (W)**	**I_S 3 fases (A)**	**Pérdidas 3 fases (W)**
24,206	0,026	1,0078	0,044	7,05	0,629	0,132	1,888
24,198	0,131	1,0076	2,549	81,02	0,602	7,647	1,805
24,189	0,238	1,001	5,034	87,53	0,718	15,102	2,154
24,18	0,354	1	7,538	88,06	1,022	22,614	3,065
24,17	0,475	1,0035	10,028	87,65	1,418	30,084	4,253
24,161	0,595	1,0007	12,53	87,22	1,837	37,590	5,511

24,151	0,724	1,007	15,019	86,50	2,361	45,057	7,084
24,139	0,864	1,008	17,528	84,71	3,188	52,584	9,564
24,129	1,003	1,0047	20,015	83,09	4,092	60,045	12,277
24,117	1,147	1,0026	22,521	81,63	5,083	67,563	15,248