



UNIVERSIDAD DE JAÉN
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR
DE LINARES
DEPARTAMENTO DE
INGENIERÍA ELÉCTRICA

TESIS DOCTORAL

DISEÑO Y CONTROL DE CONVERTIDORES
CC/CC APLICADOS A SISTEMAS
HÍBRIDOS DE GENERACIÓN DISTRIBUIDA

PRESENTADA POR:
JUAN CARLOS LÓPEZ RODRÍGUEZ

DIRIGIDA POR:
DR. D. FRANCISCO JURADO MELGUIZO
DR. D. MANUEL ORTEGA ARMENTEROS

JAÉN, 9 DE MAYO DE 2014

ISBN 978-84-8439-872-1

UNIVERSIDAD DE JAÉN
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR DE LINARES



UNIVERSIDAD DE JÁEN

TESIS DOCTORAL

**Diseño y control de convertidores CC/CC
aplicados a sistemas híbridos de generación
distribuida.**

Juan Carlos López Rodríguez

El acto de defensa y lectura de la Tesis se celebra el día 9 de Mayo de 2014 en la Universidad de Jaén, ante el siguiente Tribunal evaluador, quien decide otorgar la calificación de:

El Presidente

Dr. Julio García Mayordomo

Catedrático de Universidad

El Secretario

Dr. Manuel Valverde Ibáñez

Profesor Contratado Doctor

El Vocal

Dr. Antonio Peña García

Profesor Contratado Doctor

UNIVERSIDAD DE JAÉN
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR DE LINARES



UNIVERSIDAD DE JAÉN

TESIS DOCTORAL

**Diseño y Control de Convertidores CC/CC
aplicados a Sistemas Híbridos de Generación
Distribuida.**

Juan Carlos López Rodríguez

Directores de la Tesis:

Dr. D. Francisco Jurado Melguizo

Catedrático de Universidad

Universidad de Jaén

Dr. D. Manuel Ortega Armenteros

Profesor Contratado Doctor

Universidad de Jaén

TRIBUNAL EVALUADOR

Presidente: Dr. D. Julio García Mayordomo.

Secretario: Dr. D. Manuel Valverde Ibáñez.

Vocal: Dr. D. Antonio Peña García.

Suplente: Dra. Dña. Natividad Acero Marín.

Suplente: Dr. D. Antonio Espín Estrella.

A mi mujer, Úrsula y a mi hijo, Juan Carlos.

A mis padres, Mercedes y Juan Carlos.

A mis hermanos, Mercedes y Antonio Florián.

A mi familia.

A mis amigos.

Agradecimientos

Ante todo, debo manifestar mi agradecimiento a todas aquellas personas que de una manera u otra han contribuido a la realización de esta tesis, y en especial a mis directores de tesis, Dr. D. Manuel Ortega Armenteros y Dr. D. Francisco Jurado Melguizo, por su ayuda en todo momento, sus sabios consejos y, en especial, al profesor Ortega, por su enorme dedicación, su paciencia y, sobre todo, por el tiempo dedicado a esta tesis, que ha sido lo que ha hecho posible que vea la luz.

A mi familia por su apoyo constante, en especial a mi padre, por inculcarme desde pequeño su devoción por la electrónica y por el “cuarto de la radio”.

Juan Carlos López Rodríguez

Linares, Febrero de 2014.

"Hay una fuerza motriz más poderosa que el vapor, la electricidad y la energía atómica: la voluntad"

Albert Einstein.

Resumen

En los últimos tiempos y motivado por factores como el encarecimiento de los combustibles fósiles, así como por la tendencia a reducir las emisiones de gases contaminantes, se ha producido un fuerte impulso en el desarrollo y utilización de distintas tecnologías de generación a pequeña escala, relacionadas con fuentes renovables. Nos referimos a la generación distribuida, la cual se define como el uso estratégico de unidades modulares de generación eléctrica, instaladas de forma aislada para proporcionar un servicio específico, o interconectadas a las redes de distribución de electricidad en la cercanía de los consumos, para reducir el coste del transporte y mejorar la calidad de la energía entregada.

Se incluyen como sistemas de generación distribuida, los encuadrados en las llamadas energías renovables: sistemas fotovoltaicos, solares térmicos de alta temperatura, eólicos, mini-hidráulica, plantas de biomasa, pilas de combustible, etc. También forman parte de esta definición, los pequeños generadores convencionales, máquinas de combustión interna, de combustión externa, de combustión externa o las micro-turbinas, etc.

Para la interconexión de todas estas fuentes generadoras de energía eléctrica se hace indispensable el uso de convertidores que, gracias al avance de la electrónica de potencia y los sistemas de control más rápidos y precisos, permiten el suministro de una tensión constante a la carga independientemente de las fluctuaciones de la fuente de energía renovable de la que se obtiene la energía. El sistema híbrido de generación para el que se han diseñado los convertidores de corriente continua a corriente continua consta de: sistema fotovoltaico (paneles solares), sistema eólico (aerogenerador), sistema de hidrógeno (pila de combustible y en su caso electrolizador) y sistema auxiliar de almacenamiento de energía (batería y/o ultracondensador). La configuración del sistema híbrido se realiza con objeto de maximizar la energía producida, satisfacer la demanda de energía, reducir las fluctuaciones en la potencia de salida y optimizar la producción. Tanto la energía eólica como la solar fotovoltaica se utilizan como fuentes energéticas primarias, mientras que la pila

de combustible se usa como fuente secundaria, para obtener energía del hidrógeno, cuando no dispongamos de energía en las fuentes primarias. El electrolizador produce el hidrógeno necesario para la pila de combustible. La batería y ultracondensador son sistemas auxiliares de almacenamiento de energía. Éstos últimos son utilizados para conseguir una buena operativa en el sistema híbrido, para eliminar las oscilaciones de tensión en el bus y responder con rapidez ante una demanda de energía agresiva.

Abstract

In recent times, motivated by factors such as the rising price of fossil fuels, as well as the tendency to reduce emissions from greenhouse gases, it has been produced a strong impetus in the development and use of different generation technologies on a small scale related with renewable energy sources. We refer to the distributed generation, which is defined as the strategic use of modular power generation units, installed in isolation to provide a specific service or interconnected to the networks of electricity distribution in the vicinity of consumers to reduce transport costs and improve the quality of power delivered.

The systems included as distributed generation are the ones classified in so-called renewable energy: photovoltaic systems, solar thermal high temperature, wind, mini-hydro, biomass plants, fuel cells, etc. Also, there are some power sources non-related with renewable energy which are part of this definition, like small conventional generators, internal combustion engines, external combustion engines or micro-turbines, etc.

In order to interconnect all these power sources it is necessary to use power converters, that have been improved in the last years due to the advancement of power electronics and also to the faster and more accurate control systems. These converters provide a constant voltage to the load regardless of fluctuations of renewable energy source from which the energy is obtained. The hybrid generation system whose direct current to direct current converters will be designed in this thesis consists of photovoltaic system (solar panels), wind energy system (wind turbine), system of hydrogen (fuel cell and electrolyzer) and auxiliary energy storage system (battery and / or ultracapacitor) in order to maximize energy production, meeting energy demand, reduce output fluctuations and optimize production. Both wind power and solar photovoltaic power are used as primary energy sources, while the fuel cell is used as a secondary source or storage system. The electrolyzer produces the hydrogen required for the fuel cell. The battery and ultracapacitor are auxiliary energy storage systems. We will use both in order to meet the demands of electricity

during periods of absence of renewable energy and hydrogen, for energy fluctuations in the short term, thereby ensuring a better functioning system.

i. Índice

i. Índice	1
ii. Índice de figuras	5
iii. Índice de tablas	11
iv. Nomenclatura	13
1.- Planteamiento de la tesis	17
2.- Objetivos	23
3.- Estado del arte	25
3.1.- Sistemas híbridos de generación distribuida	25
3.2.- Sistemas de generación y acumulación	27
3.2.1.- Pila de combustible	27
3.2.2.- Panel fotovoltaico	29
3.2.3.- Turbina aerogeneradora	31
3.2.4.- Baterías	32
3.2.5.- Ultracondensadores	34
3.3.- Convertidores	35
3.3.1.- Clasificación y tipologías actuales de convertidores de conmutación	39
3.3.1.1.- Convertidores de pequeña potencia y de gran potencia	44
3.3.1.2.- Convertidor unidireccional elevador con inductancia pulsada	44
3.3.1.3.- Convertidores unidireccionales de puente completo	46
3.3.1.4.- Convertidor bidireccional sin aislamiento galvánico	48
3.3.1.5.- Convertidor bidireccional con aislamiento galvánico	50

3.3.1.6.- Convertidor bidireccional para altas potencias	51
3.3.1.7.- Convertidor doble puente completo bidirec. sin bobina	52
3.3.1.8.- Convertidor doble medio puente bidireccional	54
3.3.1.9.- Puente completo bidireccional con esquema unificado para conmutaciones suaves y capacidad de arranque desde tensión cero en modo elevador	56
3.3.1.10.- Convertidor medio puente y "push-pull" bidireccional	58
3.3.1.11.- Convertidor "flyback" bidireccional	60
3.3.1.12.- Convertidor matricial	62
3.3.2.- Comparativa de los convertidores	64
3.3.3.- Técnicas de control	69
3.3.4.- Principales componentes de los convertidores	74
3.3.4.1.- Transistores conmutadores (IGBT, MOSFET)	74
3.3.4.2.- Transformador y elementos inductivos	75
3.4.- Resumen	81
4.- Convertidores del sistema híbrido de generación distribuida	83
5.- Convertidores unidireccionales	85
5.1.- Prestaciones de las tipologías de convertidores unidireccionales	85
5.2.- Convertidor unidireccional CC/CC (Propuesta 1)	87
5.2.1.- Justificación del diseño	88
5.2.2.- Funcionamiento del circuito	97
5.2.3.- Resultados experimentales	105
5.2.4.- Conclusiones	112
5.3- Convertidor unidireccional CC/CC (Propuesta 2)	113
5.3.1.- Justificación del diseño	113

5.3.2.- Arquitectura y principio de operación del circuito.....	114
5.3.3.- Análisis del convertidor	124
5.3.4.- Diseño del convertidor	135
5.3.5.- Resultados experimentales.....	137
5.3.6.- Conclusiones	144
6.- Convertidores bidireccionales	145
6.1.- Convertidor bidireccional para la batería	145
6.1.1.- Introduccción	145
6.1.2.- Consideraciones de diseño.....	146
6.1.3.- Análisis del convertidor.	151
6.1.4.- Principio de funcionamiento del circuito.....	155
6.1.5.- Algoritmo para la DSP y resultados experimentales	163
6.1.6.- Convertidor para la batería	171
6.1.7.- Conclusiones	178
7.- Conclusiones y resultados finales	179
7.1.- Aportaciones originales	184
7.2.- Sugerencias para futuros trabajos	186
Anexo 1.- Resolución de la función de transferencia de la etapa “b” del convertidor unidireccional CC/CC para la pila de combustible, tipología FC/FV..	187
Anexo 2.- Resolución del sistema de ecuaciones para el cálculo de la función de transferencia del convertidor unidireccional para la pila de combustible.	191
Publicaciones generadas	195
Curriculum Vitae.....	197
Bibliografía.....	199

ii. Índice de figuras

Figura 1.1.1. Sistema híbrido propuesto.....	18
Figura 3.2.1. Curva tensión / intensidad pila de combustible.....	28
Figura 3.2.2. Curva tensión / intensidad panel fotovoltaico.....	31
Figura 3.2.3. Curva de carga típica de la batería de Ión Litio.....	33
Figura 3.3.1. Tipologías de convertidor de fuente de tensión. (a) puente completo. (b) medio puente. (c) “push-pull”.....	41
Figura 3.3.2. Tipologías de los convertidores de fuente de corriente: (a) puente completo, (b) medio puente con doblador de corriente (o tipo L) y (c) “push-pull”.....	42
Figura 3.3.3. Convertidor elevador con inductancia pulsada.....	45
Figura 3.3.4. Convertidor de puente completo alimentado en tensión.....	46
Figura 3.3.5. Convertidor de puente completo alimentado en corriente.....	47
Figura 3.3.6. Convertidor reductor unidireccional.....	48
Figura 3.3.7. Convertidor reductor bidireccional.....	49
Figura 3.3.8. Convertidor ZCS elevador/reductor bidireccional.....	49
Figura 3.3.9. Convertidor de retroceso “flyback”.....	50
Figura 3.3.10. Convertidor de retroceso “flyback” bidireccional.....	50
Figura 3.3.11. Convertidor bidireccional de alta potencia alimentado en corriente.....	51
Figura 3.3.12. Convertidor bidireccional doble puente sin bobina.....	52
Figura 3.3.13. Convertidor doble medio puente bidireccional.....	54

Figura 3.3.14. Convertidor de puente completo bidireccional, con conmutaciones suaves y capacidad de arranque a tensión cero en modo elevador.....	56
Figura 3.3.15. Convertidor medio puente y “push-pull” bidireccional.....	58
Figura 3.3.16. Convertidor “flyback” bidireccional.....	60
Figura 3.3.17. Convertidor matricial trifásico.....	63
Figura 3.3.18. Diagrama de bloques del control.....	69
Figura 3.3.19. Permeabilidad e imantación de saturación de materiales magnéticos blandos.....	80
Figura 4.0.1. Sistema híbrido de generación distribuida.....	83
Figura 5.2.1. (a) Sistema híbrido, (b) Convertidor unidireccional propuesto....	89
Figura 5.2.2. Esquema del filtro, (a) con los IGBTs S_1 y S_3 o S_2 y S_4 conectados y cargando el condensador del filtro, (b) con S_1 y S_3 o S_2 y S_4 desconectados y descargando el condensador del filtro, (c) gráfico teórico de i , (d) gráfico y detalle de i_L ,.....	93
Figura 5.2.3. (a) Diagrama de funcionamiento, (b) Señales del convertidor, (c) Ganancia de tensión.....	99
Figura 5.2.4. (a) Etapa de trabajo “a”.....	99
Figura 5.2.4. (b) Etapa de trabajo “b”.....	100
Figura 5.2.4. (c) Etapa de trabajo “c”.....	101
Figura 5.2.4. (d) Etapa de trabajo “d”.....	101
Figura 5.2.4. (e) Etapa de trabajo “e”.....	102
Figura 5.2.4. (f) Etapa de trabajo “f”.....	103
Figura 5.2.4. (g) Etapa de trabajo “g”.....	103
Figura 5.2.4. (h) Etapa de trabajo “h”.....	104

Figura 5.2.5. (a) y (b) Conexionado de los módulos P8 y P5/P9 de la tarjeta Spectrum, (c) Implementación del modelo en la tarjeta Spectrum, (d) Interior del bloque “control PWM”, (e) Captura de pantalla de CCS, generación y carga del código la DSP.....	108
Figura 5.2.6. Señales medidas en el prototipo: (a) Ch1.-Intensidad en el inductor L_{in1} , Ch2.- Intensidad en el inductor L_{in2} , Ch3.- Pulso de puertas de IGBTs S_{in1} - S_{in10} , Ch4.- Pulso de puertas de IGBTs S_{in2} - S_{in12}	109
Figura 5.2.6. (b) Ch1.-Corriente en el primario del transformador, Ch2.- Tensión en el primario del transformador, Ch3.-Pulso de puertas de IGBTs S_1 - S_3 - S_5 - S_7 - S_9 , Ch4.- Pulso de puertas de IGBTs S_2 - S_4 - S_6 - S_8 - S_{11}	109
Figura 5.2.6. (c) Ch1.- Tensión en el secundario del transformador, Ch2.-Corriente en el secundario del transformador, Ch3.-Rizado de V_0 , Ch4.- Rizado de I_0	110
Figura 5.2.6. (d) Ch1.-Tensión en el condensador C'_1 , Ch2.-Tensión en la rama 2, Ch3.-Corriente a través de condensador C'_2 , Ch4 pulso de IGBTs S_2 - S_4 - S_6 - S_8 - S_{11}	110
Figura 5.2.7. Eficiencia.....	111
Figura 5.3.1. Convertidor unidireccional propuesto.....	115
Figura 5.3.2. (a) Diagrama de funcionamiento, (tipografía normal para circuito A y tipografía cursiva para circuito B), (b) Formas de onda del convertidor.....	118
Figura 5.3.3. (a) Etapa de funcionamiento “1”	119
Figura 5.3.3. (b) Etapa de funcionamiento “2”	120
Figura 5.3.3. (c) Etapa de funcionamiento “3”	120
Figura 5.3.3. (d) Etapa de funcionamiento “4”	121

Figura 5.3.3. (e) Etapa de funcionamiento “5”	122
Figura 5.3.3. (f) Etapa de funcionamiento “6”	122
Figura 5.3.3. (g) Etapa de funcionamiento “7”	123
Figura 5.3.3. (h) Etapa de funcionamiento “8”	124
Figura 5.3.4. Etapas del circuito A.....	125
Figura 5.3.5. (a) Ganancia en tensión del convertidor, tomando valores de (1/m) desde 1 a 20, respecto a ciclos de trabajo (0- D_m).....	131
Figura 5.3.5. (b) Comparación de la eficiencia entre un convertidor de puente completo ZVS y el convertidor propuesto.....	132
Figura 5.3.6. (a) Ch1- Corriente a través de L_1 , Ch2- Tensión en el condensador C_A , Ch3- Señal de puerta del IGBT A, Ch4- Señal de puerta del IGBT A_2	138
Figura 5.3.6. (b) Ch1- Corriente a través de D_1 , Ch2- Corriente en C_A , Ch3- Tensión en C_A , Ch4- Señal de puerta del IGBT A_2	138
Figura 5.3.6. (c) Ch1- Corriente I_3 , Ch2- Tensión en C_2 , Ch3- Señal de puerta de IGBT A_1 , Ch4- Señal de puerta del IGBT A_3	139
Figura 5.3.6. (d) Ch1- Corriente I_2 , Ch2- Tensión entre P_A y P_B , Ch3- Señal de puerta del IGBT A_{11} , Ch4- Corriente I_1	139
Figura 5.3.6. (e) Ch1- Tensión en el bobinado primario del transformador, Ch2 - Corriente a través del bobinado primario del transformador, Ch3 - Tensión en el secundario del transformador, Ch4 - Corriente a través del bobinado secundario del transformador.....	140
Figura 5.3.6. (f ₁) Ch1- Tensión en el bus CC, Ch2- Corriente en la carga, (f ₂) Corriente I_{pri} con $D=0.35$, (f ₃) Corriente I_{pri} con $D=0.2$	140

Figura 5.3.7. Ch1- Corriente a través de L_1 , Ch2- Corriente a través de L_2 , Ch3- Corriente a través del bobinado primario del transformador.....	143
Figura 5.3.8. Prototipo de laboratorio del convertidor CC/CC unidireccional..	144
Figura 6.1.1. (a) Sistema Híbrido, (b) Convertidor bidireccional propuesto, (c) Convertidor unidireccional propuesto.....	148
Figura 6.1.2. Esquema del filtro, (a) Con los IGBTs S_1 y S_3 o S_2 y S_4 conduciendo y cargando el condensador, (b) con S_1 y S_3 o S_2 y S_4 desconectados y descargando el condensador, (c) gráfico teórico de i' , (d) gráfico y detalle de i_L	152
Figura 6.1.3. (a) Diagrama de Funcionamiento en modo elevador, (b) Formas de onda del convertidor operando en modo elevador.....	156
Figura 6.1.4. (a) Etapa “a” de funcionando en modo elevador.....	157
Figura 6.1.4. (b) Etapa “b” de funcionando en modo elevador.....	158
Figura 6.1.4. (c) Etapa “c” de funcionando en modo elevador.....	158
Figura 6.1.4. (d) Etapa “d” de funcionando en modo elevador.....	159
Figura 6.1.4. (e) Etapa “e” de funcionando en modo elevador.....	160
Figura 6.1.4. (f) Etapa “f” de funcionando en modo elevador.....	160
Figura 6.1.4. (g) Etapa “g” de funcionando en modo elevador.....	161
Figura 6.1.4. (h,i,j) Etapas funcionando en modo elevador.....	162
Figura 6.1.5. Implementación del modelo en la tarjeta Spectrum Digital.....	164
Figura 6.1.6. Interior del bloque “boost”.....	165
Figura 6.1.7. Conexión de los módulos P8 y P5/P9 de la tarjeta Spectrum D.....	165
Figura 6.1.8. Transitorio inicial: tensión e intensidad en la carga.....	167

Figura 6.1.9. (Ch1)- Diferencia de Potencial entre el polo positivo de V_{in} y el polo positivo de C_i . (Ch2)- Tensión de rizado en C_i . (Ch3)- Señal de puerta en el IGBT S_b	168
Figura 6.1.10. (Ch1)- Tensión de rizado en la carga, (Ch2)- Corriente de rizado en la carga, (Ch3)- Corriente en C_o	169
Figura 6.1.11. (Ch1)-Corriente de salida en la batería. (Ch2)- Corriente en el primario del transformador. (Ch3)-Tensión en el primario del transformador. (Ch4)-Corriente en la rama del condensador C_i	169
Figura 6.1.12. Pantalla de generación del código C con CCS.....	170
Figura 6.1.13. Prototipo de laboratorio del convertidor CC/CC bidireccional...	170
Figura 6.1.14. Resultados obtenidos: (a) Ch1- tensión en el condensador C_i , Ch2- Tensión Colector-Emisor del IGBT S_b , Ch3- Pulso de puerta del IGBT S_b . (b) Ch1- Corriente a través del IGBT S_a , Ch2- Corriente a través del bobinado primario del transformador, Ch3- Corriente a través de la rama del condensador C_i . (c) Ch1- Tensión en el bobinado primario del transformador, Ch2- Tensión en el bobinado secundario del transformador, Ch3- Tensión Colector-emisor del IGBT S_5 . (d) Ch1- Corriente a través del bobinado secundario del transformador. Ch2- Corriente a través de la rama del condensador C_o , Ch3- Corriente de rizado a través de la carga. Ch4- Tensión de rizado en la carga.....	174
Figura 6.1.15. Prototipo de Laboratorio del convertidor CC/CC bidireccional....	177

iii. Índice de tablas

Tabla 3.3.1. Comparativa entre los convertidores unidireccionales del estado de la técnica.....	65
Tabla 3.3.2. Resumen de aspectos físicos de las tipologías en el estado de la técnica.....	66
Tabla 3.3.3. Valoración cualitativa de las tipologías bidireccionales.....	67
Tabla 3.3.4. Comparación entre métodos de control aplicados a convertidores.....	73
Tabla 3.3.5. Imantación de saturación, Ms, Campo coercitivo, Hc, Temperatura de Curie, Tc, Pérdidas magnéticas y permeabilidad inicial, μ_i , de ferritas de Mn-Zn y Ni-Zn de alta permeabilidad.....	77
Tabla 3.3.6. Imantación de saturación, Ms, Campo coercitivo, Hc, Temperatura de Curie, Tc, Pérdidas magnéticas y permeabilidad inicial, μ_i , de vidrios metálicos.....	78
Tabla 3.3.7. Pérdidas en núcleos de Fe-Si y de vidrios metálicos de los primeros prototipos de transformadores de 10, 15 y 25 kVA.....	78
Tabla 5.2.1. Parámetros de diseño del convertidor.....	106
Tabla 5.3.1. Secuencia de activación de circuitos.....	117
Tabla 5.3.2. Componentes del convertidor unidireccional.....	141
Tabla 6.1.1. Componentes del convertidor bidireccional prototipo	166
Tabla 6.1.2. Proceso de cálculo de los parámetros.....	172
Tabla 6.1.3. Componentes del convertidor bidireccional	173

Tabla 7.0.1. Comparativa entre los convertidores unidireccionales presentados.....	182
Tabla 7.0.2. Comparativa entre los convertidores unidireccionales del estado del arte y los introducidos en la tesis.....	182
Tabla 7.0.3. Comparativa entre los convertidores bidireccionales del estado del arte y el introducido en la tesis.....	184

iv. Nomenclatura

Símbolo	Parámetro
C_o	Capacidad del condensador del filtro de salida
C_A	Capacidad del condensador C_A
C_B	Capacidad del condensador C_B
C_1	Capacidad del condensador C_1
C_2	Capacidad del condensador C_2
D	Fracción del período en el que el IGBT está conectado, ciclo de trabajo
D_c	Ciclo de control ($D_c = 0.4T$)
D_m	Máximo ciclo de trabajo ($D_m = 0.5T$)
E_1	Fuerza electromotriz del bobinado del primario
E_2	Fuerza electromotriz del bobinado del secundario
E_{rec}	Energía de conducción en inversa
f_c	Frecuencia de conmutación
I_{in}	Corriente de entrada
I_{inCC}	Componente de CC de la corriente de entrada
i_{Lout}	Corriente en la bobina del filtro de salida
i_{L1T}	Corriente en el inducido del primario del transformador
i_{pri}	Corriente en el primario del transformador

I_{nom}	Corriente nominal del semiconductor
I_o	Corriente de salida
i_{o-AC}	Componente alterna de la corriente de salida
I_{oCC}	Componente de CC de la corriente de salida
$\hat{i}$	Corriente media en el instante de conmutación
Δi_{Lf}	Corriente de rizado en la bobina L_f
Δi_{L1T}	Corriente de pico en L_{1T} (bobinado del primario del transformador)
Δi_{Lin}	Corriente de rizado en la bobina del filtro de entrada
Δi_{Lat}	Corriente de rizado en la bobina del filtro de salida
Δi_a	Corriente de rizado en el nodo "a".
L_1	Inductancia de la bobina L_1
L_2	Inductancia de la bobina L_2
L_f	Inductancia de la bobina de filtro
L_{in}	Inductancia de la bobina de entrada
L_{out}	Inductancia de la bobina de salida
L_{1T}	Inductancia de magnetización en el primario del transformador
m	Relación de transformación
δ	Factor de amortiguamiento, "damping"
n	Número de condensadores por rama
M_{ICC}	Función de transferencia de corriente CC

M_{VCC}	Función de transferencia de tensión CC
ρ	Eficiencia del convertidor
P_{in}	Potencia de entrada
P_o	Potencia de salida
r_c	Resistencia serie equivalente del condensador de filtro
R_L	Resistencia de carga
R_{Lmax}	Resistencia de carga máxima
S_j	IGBTs en el circuito de potencia
D_j	Diodos en el circuito de potencia
T_1	Bobinado del primario del transformador
T_2	Bobinado del secundario del transformador
T	Período de conmutación
V_{AB}	Diferencia de tensión entre los nodos A y B
v_c	Tensión entre los extremos del condensador del filtro
V_{CA}	Tensión en el condensador C_A
V_{CB}	Tensión en el condensador C_B
V_{C1}	Tensión en el condensador C_1
V_{C2}	Tensión en el condensador C_2
V_{ceSj}	Tensión colector-emisor en el IGBT S_j
V_{Dj}	Tensión de estrés del diodo D_j

V_{in}	Tensión de entrada
V_o	Tensión en la etapa de salida del convertidor
V_{oCC}	Tensión de salida en CC
V_{rc}	Tensión en la resistencia serie equivalente del condensador
V_{dc}	Tensión Colector-Emisor en el transistor y entre Ánodo-Cátodo del Diodo
V_{nom}	Tensión nominal del semiconductor
ΔV_{ab}	Tensión de rizado entre los nodos “a” y “b”
ZVS	Conmutación a tensión cero
ZCS	Conmutación a corriente cero

1.- Planteamiento de la tesis

Debido al planteamiento de la sociedad actual de llevar a cabo un uso más racional de los recursos energéticos, las energías renovables han vivido un importante auge en los últimos años. Como consecuencia de este proceso, la electrónica de potencia ha tenido un gran desarrollo durante este período. En una de sus ramas se hallan los convertidores de corriente continua a corriente continua (CC/CC), los cuales encuentran cada día más aplicaciones a medida que aparecen nuevas tecnologías. Una muestra de ellos son los convertidores de CC/CC bidireccionales, basados en la estructura de medio puente que se usan mucho en los sistemas de alimentación ininterrumpidos (SAI), en los inversores para los vehículos eléctricos e híbridos y en las interfaces con la carga o con la línea de las fuentes de energía renovables. Cuando se requieren niveles de potencia más altos, los convertidores se basan en la estructura de puente completo y además se combinan en conexiones cascada y paralelo.

Para facilitar la construcción de estos convertidores y de otros más complejos se están desarrollando nuevas tipologías, donde se busca la capacidad de transmisión de grandes potencias con elevados rendimientos.

En los últimos tiempos se ha producido un fuerte impulso en el desarrollo y utilización de distintas tecnologías de generación a pequeña escala, en particular, aquellas relacionadas con fuentes renovables. Nos referimos a la generación distribuida, la cual se define como el uso estratégico de unidades modulares de generación eléctrica, instaladas de forma aislada para proporcionar un servicio específico, o interconectadas a las redes de distribución de electricidad en la cercanía de los consumos, para reducir el coste del transporte y mejorar la calidad de la energía entregada.

Se incluyen como sistemas de generación distribuida, los encuadrados en las llamadas energías renovables, sistemas fotovoltaicos, solares térmicos de

alta temperatura, eólicos, mini-hidráulica, plantas de biomasa, pilas de combustible, etc. También forman parte de esta definición, los pequeños generadores convencionales, máquinas de combustión interna, de combustión externa, o las micro-turbinas.

El sistema híbrido de generación del que diseñaremos los convertidores CC/CC tal y como se muestra en la Figura 1.1.1., consta de sistema fotovoltaico (paneles solares), sistema eólico (aerogenerador), sistema de hidrógeno (pila de combustible y electrolizador) y sistema auxiliar de almacenamiento de energía (batería y ultracondensador). La configuración ha sido ejecutada con objeto de maximizar la energía producida, satisfacer la demanda de energía, reducir las fluctuaciones en la tensión de salida y optimizar la producción. Tanto la energía eólica como la solar fotovoltaica se utilizan como fuentes energéticas primarias, mientras que la pila de combustible se usa como fuente secundaria o sistema de almacenamiento. El electrolizador produce el hidrógeno necesario para la pila de combustible. La batería y ultracondensador son sistemas auxiliares de almacenamiento de energía que son utilizados para conseguir una buena operativa en el sistema híbrido, para eliminar las oscilaciones de tensión en el bus y responder con rapidez ante una demanda de energía agresiva.

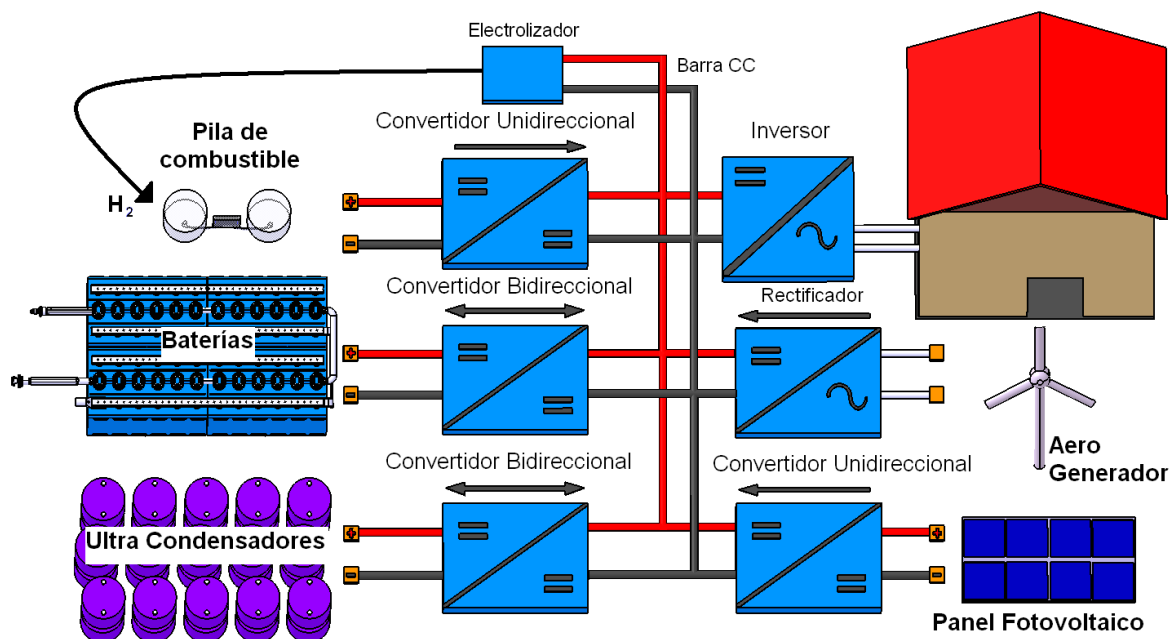


Figura 1.1.1. Sistema híbrido propuesto.

La tensión del bus de corriente continua será de 500 V, ya que con el inversor se pretende obtener una tensión alterna de 220 V.

En esta tesis se han diseñado algunos convertidores de energía CC/CC del sistema híbrido de generación distribuida. Así, se tienen convertidores del tipo unidireccional, para los paneles solares fotovoltaicos, aerogenerador y pila de hidrógeno.

Por otro lado, el convertidor deberá ser bidireccional para los sistemas auxiliares de almacenamiento de energía, batería y ultracondensador. El aerogenerador requiere de un rectificador controlado para adaptar su tensión de salida a la del bus de CC.

Se llevarán a cabo simulaciones en Matlab – Simulink para comprobar el comportamiento de los sistemas diseñados y se investigará el efecto de las diferentes estrategias de control en los convertidores objeto de esta tesis.

Para comprobar la veracidad de los estudios y de las simulaciones presentadas, ha sido construido un prototipo de cada convertidor, para lo cual se ha utilizado una tarjeta Spectrum Digital eZdspTMTMS320F2812 con una DSP F2812.

Una vez se diseñan los convertidores del sistema híbrido de generación, es decir, los convertidores de las fuentes renovables y los convertidores de los sistemas de acumulación energética, se hace necesario establecer un control jerárquico para la gestión de los convertidores dentro del sistema híbrido, en función de la energía generada por cada fuente renovable, de la energía almacenada en los sistemas de acumulación y de la potencia demandada por la carga conectada al sistema híbrido.

El sistema híbrido puede trabajar tanto conectado a la red como en isla, por lo que deberá contar con un sistema de detección de aislamiento y re-conexión para adaptar su gestión y que opere de la forma más eficiente [1], controlando su tensión de salida así como su frecuencia.

Con el control jerárquico de los controladores del sistema híbrido se priorizará satisfacer la demanda de potencia de la carga y, una vez esta

demanda esté satisfecha, se acumulará toda la energía generada por las fuentes renovables en los sistemas de acumulación y en hidrógeno.

El método convencional para controlar la alimentación de la carga en función de la demanda, ha sido utilizado en varios sistemas híbridos [2] – [8]. El sistema de control para las distintas configuraciones de un sistema de energía híbrido debe reducir al mínimo el consumo de combustible, maximizando la potencia procedente de las fuentes renovables. Sin embargo, existen fluctuaciones de potencia debido a la variabilidad de la energía renovable disponible, causando perturbaciones que pueden afectar a la calidad del suministro a la carga. Para gestionar el flujo de energía de manera eficiente con una buena calidad de suministro, es necesario desarrollar técnicas de control avanzado. Los sistemas basados en inteligencia artificial o sistemas expertos se han utilizado para desarrollar el control del flujo de energía en los sistemas híbridos [9].

Se emplea la técnica de control de lógica difusa para lograr el seguimiento de potencia máxima de energía fotovoltaica y eólica, así como para suministrar esta potencia máxima a un bus de CC de tensión fija. En [10] se presenta una solución al problema de programación de la generación a corto plazo en un sistema de energía híbrido que se utiliza para el suministro en áreas remotas. En lugar de ampliar la red eléctrica principal, los sistemas eléctricos híbridos en áreas remotas representan una alternativa económica para el suministro de energía eléctrica a los consumidores en dichas zonas. Se propuso un nuevo método de control basado en lógica difusa y algoritmos genéticos [11] – [13] para la programación de la operativa de gestión de la batería y el generador diesel de un sistema eléctrico híbrido en área remota.

En [14] se describe un método para optimizar y controlar el funcionamiento de los sistemas eléctricos híbridos aislados que constan de generador auxiliar, generación de energía fotovoltaica y batería de almacenamiento. Se desarrolló y analizó un método para optimizar el funcionamiento de los sistemas eléctricos híbridos en áreas remotas. Los investigadores se centraron en el diseño, funcionamiento y análisis del comportamiento de los sistemas individuales del

sistema de energía híbrido. Con objeto de predecir el funcionamiento, se deben modelar primero los componentes individuales y después evaluar el conjunto. En un futuro próximo, la inclusión de la inteligencia artificial como parte del sistema de gestión de energía, promete optimizar el funcionamiento del sistema híbrido en los modos aislado y conectado a red [15].

Se puede mejorar el rendimiento de los sistemas de energía híbridos modulares mediante la aplicación de métodos de control avanzados por medio de un controlador centralizado del sistema. La gestión óptima de recursos, basada en la previsión de la demanda de carga y de recursos renovables, reducirá significativamente el coste total de funcionamiento del sistema. La aplicación de técnicas de control modernas para supervisar el funcionamiento de los sistemas de energía híbridos modulares permite también optimizar la utilización de los recursos renovables.

Para el sistema híbrido de generación distribuida objeto de esta tesis, se propone una estructura de control adecuada para la aplicación descrita. Se divide en dos partes: (1) el módulo del procesador, cuyo dispositivo más importante es el procesador digital de señales (DSP), y (2) el módulo de interfaz periférica dividida en tres subsistemas diferentes: (a) la interfaz FPGA-DSP, (b) el módulo de co-procesamiento con la FPGA, y (c) la interfaz del sistema de potencia que consiste en el sistema de adquisición de datos, los controladores de disparo del IGBT, la detección de señal de falta y los controladores del relé. El módulo de cálculo estará formado por la tarjeta ezDSPTM F2812 y la tarjeta 2E DIGILAB. La primera es un sistema de desarrollo diseñado para el DSP TMS320F2812 TI [16], mientras que la segunda es para una FPGA Xilinx SPARTAN2E [17].

2.- Objetivos

De acuerdo con el planteamiento presentado en el epígrafe anterior, los objetivos que se plantean al redactar esta tesis, serán:

Definir los convertidores CC/CC para su integración en un sistema híbrido de generación de energía eléctrica distribuida para uso doméstico tanto aislado como conectado a red.

Determinar el efecto de las diferentes tipologías de convertidores y de las técnicas de conmutación utilizadas en los convertidores empleados en los sistemas fotovoltaico, pila de combustible y elementos de almacenamiento de energía (batería y ultracondensador).

Determinar el efecto de las diferentes tipologías de convertidor CC/CC sobre el rendimiento de cada fuente de energía y sobre el rendimiento del sistema de generación distribuida total.

Desarrollar nuevas tipologías de convertidores, así como su técnica de conmutación. Estas técnicas han sido desarrolladas buscando reducir las pérdidas de conmutación con objeto de mejorar los rendimientos de los convertidores y el del sistema. El algoritmo necesario para ejecutar la técnica de conmutación se ha implementado en una DSP.

Realizar la simulación de los convertidores propuestos así como su técnica de conmutación mediante Matlab-Simulink y validar los resultados obtenidos en prototipos reales de laboratorio.

3.- Estado del Arte

3.1.- Sistemas híbridos de generación distribuida

Las estrategias energéticas juegan un papel fundamental en el desarrollo económico a todos los niveles. Desde una vivienda unifamiliar hasta a escala nacional, contar con un abastecimiento energético de calidad y a buen precio es determinante. Históricamente asociamos el término “energía” de forma negativa con contaminación y degradación del entorno, así como, de forma positiva, con desarrollo económico y calidad de vida. Todavía en la actualidad el consumo energético depende mayoritariamente de combustibles fósiles no renovables que han sido y continúan siendo la principal causa de contaminación y de cambio climático. Debido a estos problemas y al inevitable agotamiento del petróleo, la búsqueda de alternativas sostenibles se va haciendo cada vez más urgente. Quizá la solución para lograr un futuro sostenible se base en desarrollar una tecnología que integre y controle fuentes de energía renovables en sistemas de generación distribuida.

Los sistemas de generación distribuida nos proporcionarán la plataforma adecuada para el uso de fuentes renovables en función del consumo, adecuando el sistema de generación a la escala de dicho consumo como se ha comentado, desde viviendas aisladas a centros metropolitanos. Los sistemas de generación se pueden interconectar entre sí, como componentes de un sistema global, para lograr una generación y distribución global suficiente para las necesidades reales, ya sean de viviendas, localidades, regiones o países.

El interés por los sistemas de generación distribuida se está incrementando rápidamente, sobre todo para la generación “in-situ”. Este interés se debe a que las grandes plantas de generación convencionales no son factibles en determinadas áreas, debido al coste de dichas plantas así como al elevado coste del petróleo. También se restringe la implantación de este tipo de plantas

mediante normativas de regulación medioambiental. Los recientes avances tecnológicos en pequeños generadores, electrónica de potencia y dispositivos de almacenamiento de energía proporcionan una nueva oportunidad para los sistemas de generación distribuida a nivel de distribución. En particular, los incentivos para utilizar energías renovables han potenciado una forma de suministro de energía más descentralizada.

Para la sociedad, las energías renovables pueden reducir significativamente las emisiones de las plantas de generación convencionales.

Existen varias fuentes de generación para los sistemas híbridos de generación distribuida: técnicas convencionales como motores diesel o de gas natural. Tecnologías emergentes: micro turbinas o pilas de combustible o dispositivos de almacenamiento de energía. Tecnologías basadas en las energías renovables como pequeñas turbinas de viento, paneles solares fotovoltaicos o pequeñas hidroturbinas. Estos sistemas de generación distribuida se usan para aplicaciones aisladas, es decir, como única fuente de energía de una determinada carga, o como sistemas de seguridad cuando falla la red convencional, o de forma combinada con la red, conectada a ésta, como cogeneración, o como sistema eliminador de picos, ... y poseen muchas ventajas como su buena relación con el entorno medioambiental, su modularidad a la hora de la generación eléctrica, su buena fiabilidad, la elevada calidad de la electricidad a alta potencia, proporciona un servicio ininterrumpido, ahorro económico, generación “in-situ”, capacidad de ser ampliado, ...

La introducción en los sistemas de generación distribuida de fuentes energéticas como motores de combustión, pequeñas hidroturbinas o sistemas de almacenamiento como baterías es muy atractiva para aplicaciones de potencia porque mejora la calidad de la energía proporcionada por esas fuentes energéticas y éstas dotan al sistema de una mayor fiabilidad, estabilidad e independencia para momentos de baja generación de energética por parte de las fuentes primarias.

Básicamente estas tecnologías de aunar todas las fuentes en un mismo sistema se basan de forma notable en los avances de la electrónica de potencia, pues todos los sistemas de generación distribuida requieren de convertidores de

potencia, técnicas PWM y unidades de control electrónicas. La energía eléctrica obtenida por todas las fuentes de generación será convertida por el sistema de generación a corriente continua, obteniéndose un bus CC. La corriente del bus será transformada en CA a una determinada frecuencia mediante un sistema inversor (con electrónica de potencia). Todas las conversiones se realizarán controladas electrónicamente. Por tanto, para permitir interconectar fuentes de generación de todo tipo, entre las que se encontrarán fuentes de generación asíncronas, se requerirán tecnologías de electrónica de potencia avanzadas.

Normalmente, los sistemas de generación se desarrollan para dos tipos de aplicación, un primer tipo para alimentar un sistema CA aislado y otro segundo tipo para conectar el sistema a la red y ayudar en la alimentación de las cargas que tiene conectadas.

Como ya se ha presentado en el planteamiento de la tesis, el sistema híbrido de generación objeto de este estudio consta de sistema fotovoltaico (paneles solares), sistema eólico (aerogenerador), sistema de hidrógeno (pila de combustible y electrolizador) y sistema auxiliar de almacenamiento de energía (batería o ultracondensador), que satisfacen la demanda de energía, reducen las fluctuaciones en la potencia de salida y optimizar la gestión de la energía.

3.2.- Sistemas de generación y acumulación

3.2.1.- Pila de combustible

Comenzaremos hablando de la pila de combustible como una importante alternativa a las transformaciones energéticas convencionales, térmicas – mecánicas – eléctricas, debido a su alta eficiencia en la conversión de la energía química, por ejemplo hidrógeno o gas natural, a energía eléctrica con casi cero emisiones. Como característica fundamental, la pila de combustible proporciona altas corrientes a bajas tensiones. Para adaptar la salida de una o varias pilas de combustible al bus CC se pueden utilizar multitud de tipologías de convertidores muy fácilmente adaptables en su versión unidireccional a matrices de paneles fotovoltaicos.

Las pilas de combustible proporcionan una tensión continua cuyo nivel varía en función de la corriente demandada por la carga conectada a la misma. La

corriente máxima de una pila de combustible depende de los parámetros de la pila y de los parámetros ambientales, como temperatura, % de hidrógeno libre, etc. La curva característica de una pila de combustible mostrada en la Figura 3.2.1. se refiere a una única pila de combustible. La densidad de corriente es relativa a una región concreta. Por tanto, la corriente suministrada por la pila de combustible dependerá de la región de la pila. Se pueden obtener sistemas de mayor tensión conectando varias pilas de combustible en serie (apiladas).

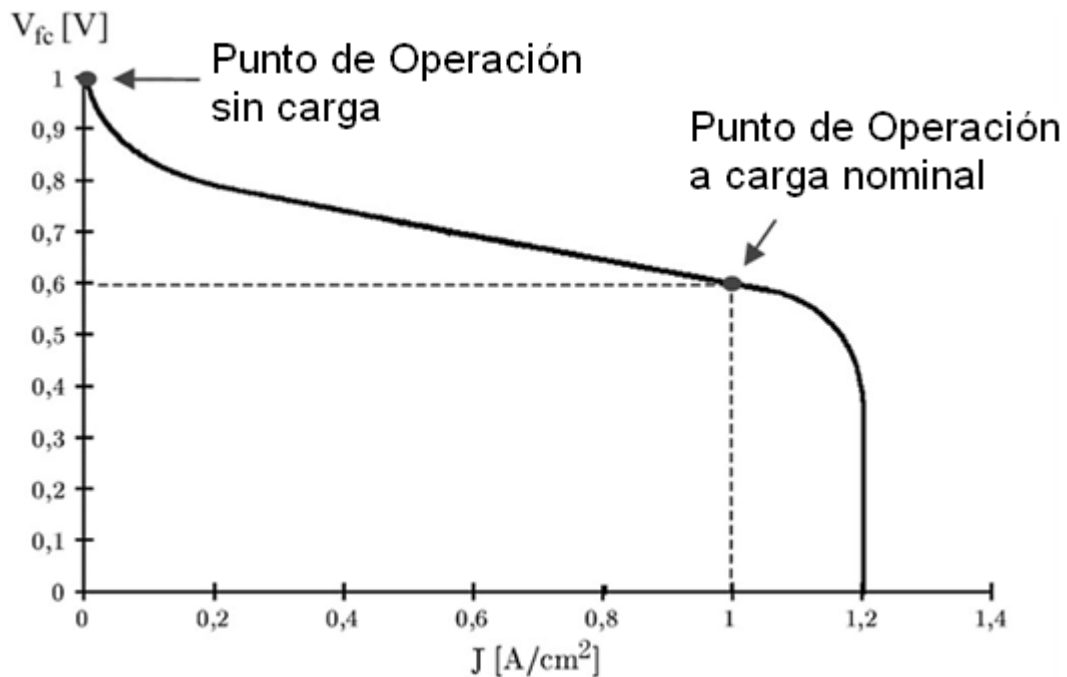


Figura 3.2.1. Curva tensión / intensidad pila de combustible.

La curva característica de la pila de combustible muestra que el rango de tensión de la pila va desde el 100% (tensión de la pila en vacío, cuando no hay carga conectada) hasta el 60% (tensión en el punto nominal de funcionamiento a alta corriente). Se debe evitar hacer trabajar la pila de combustible en la región decreciente de la curva pues baja considerablemente la eficiencia de la pila y pueden dañarse los electrodos de la misma.

La pila de combustible de membrana de intercambio de protones (PEMFC) es el tipo de pila más prometedor para aplicaciones de distribución de energía debido a su baja temperatura de funcionamiento, la densidad de potencia elevada, la potencia específica, la eficiencia, su durabilidad alta y la capacidad de adaptarse con rapidez a los cambios en la demanda de energía. Por otro lado, los electrolizadores de membrana de intercambio de protones son muy simples y

compactos. Y además presentan como ventaja que pueden ser usados como pila de combustible para producir energía eléctrica a partir de hidrógeno y oxígeno con pequeñas modificaciones, de forma que estos electrolizadores representan la opción más prometedora para aplicaciones de pequeña escala.

Los convertidores que se han diseñado para conectar la pila de combustible de nuestro sistema de generación distribuida se ajustan a las características de la pila, así como a la tensión del bus. Las pilas de combustible tienen un bajo nivel de tensión de salida, que rara vez supera los 24 V. La tensión del bus CC del sistema es de 500 V para obtener 220 V CA, por lo que dicho convertidor deberá tener un factor de multiplicación elevado.

3.2.2.- Panel fotovoltaico

El aumento de la energía solar fotovoltaica ha sido también importante en los últimos años. El consumo de energía primaria del mundo es sólo 1/10.000 de la que está disponible en la superficie de los países con niveles elevados de radiación solar. Si se explota de manera adecuada, la energía solar puede llegar a ser bastante efectiva, proporcionando en el futuro un suministro de energía suficiente para la humanidad [18]. La energía solar fotovoltaica es escalable desde una potencia muy pequeña hasta otra muy elevada y fácil de integrar con los convertidores de potencia existentes.

El componente fundamental del módulo fotovoltaico es la célula solar o fotovoltaica. Estas células solares están compuestas por materiales semiconductores como el silicio, arseniuro de galio, telurio de cadmio o diseleniuro de indio y cobre. Se emplean estos semiconductores debido a que sus átomos son muy sensibles a la energía de los fotones de la radiación solar incidente cuya longitud de onda está entre 0.35 y 3 μm . A nivel global, aproximadamente el 95% de las células fabricadas son de silicio. Las células que más se utilizan son las de silicio monocristalino, silicio policristalino y silicio amorfo.

Para la elaboración de células solares, el material utilizado debe ser lo más puro posible, obtenido mediante procesos químicos complejos.

El funcionamiento de un módulo fotovoltaico dependerá del tipo de célula que contenga y de la asociación de las mismas (serie o serie-paralelo). Los módulos estándares suelen estar compuestos por la asociación de uno, dos o tres ramales de 36 células asociadas en serie. Así mismo, estos ramales se pueden conectar en serie o en paralelo.

El panel fotovoltaico de nuestro sistema híbrido de generación estará compuesto por células de silicio como material semiconductor, pues el silicio es el material de mayor uso en la actualidad. El máximo voltaje de salida de estas celdas es de alrededor de 1 V. La superficie activa de las celdas está diseñada para sostener una corriente de alrededor de 3.5 A. Como el mínimo voltaje usado en los paneles fotovoltaicos es de 12 V nominales, para alcanzar este valor se deben conectar varias celdas en serie.

El panel fotovoltaico completo del sistema híbrido objeto de esta tesis será una asociación de diez paneles de 34 V – 150 W en paralelo, por lo que a la salida de dicho panel completo tendremos una tensión nominal de 34 V, con una potencia nominal de 1500 W. En la Figura 3.2.2. se puede apreciar la relación entre la tensión y la corriente demandada en el panel fotovoltaico.

El convertidor unidireccional a diseñar, como elemento del sistema híbrido de generación, que interconecte el panel fotovoltaico completo con el bus CC deberá tener un factor de multiplicación elevado, al igual que el caso de la pila de combustible.

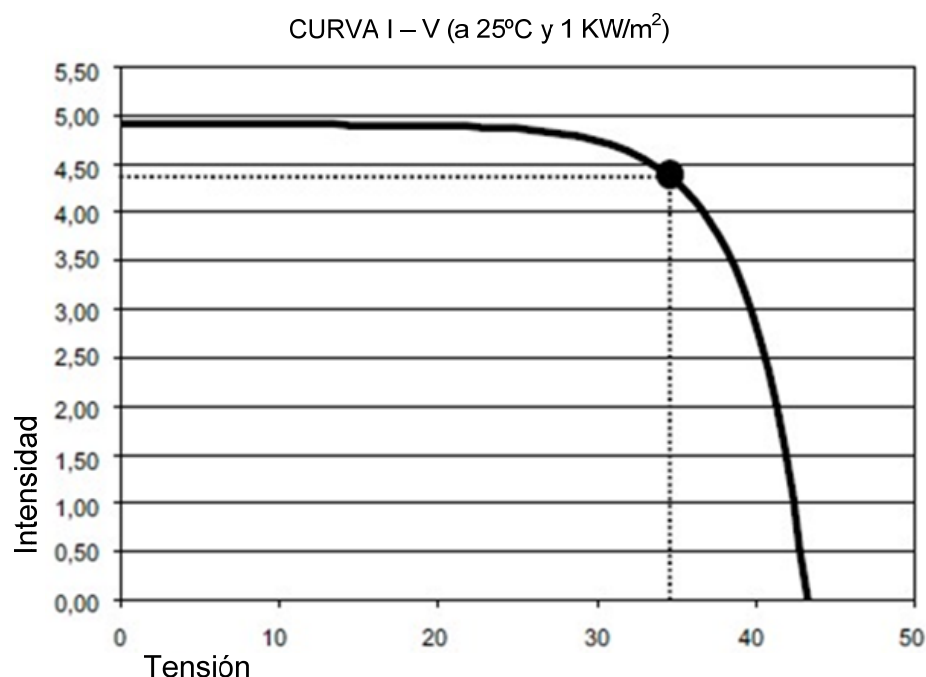


Figura 3.2.2. Curva tensión / intensidad panel fotovoltaico.

3.2.3.- Turbina aerogeneradora

La generación eólica es una de las más prometedoras tecnologías de generación de energía renovable. La energía eólica es limpia y está disponible en abundancia en la naturaleza, está bien desarrollada, es rentable y ampliamente utilizada. La energía eólica es la tecnología con más rápido crecimiento, en términos de porcentaje de crecimiento anual de la capacidad instalada. Los aerogeneradores actuales presentan una moderna tecnología modular y muy rápida de instalar [19, 20].

Los aerogeneradores o turbinas de viento tienen varios componentes. El rotor transforma la fuerza del viento en energía mecánica del eje, una caja de engranajes (multiplicador) incrementa la velocidad y un generador convierte la energía del eje en energía eléctrica.

El rotor incorpora el buje y las palas, que captan el viento y transmiten su potencia hacia el buje que está acoplado al eje de baja velocidad del aerogenerador o eje principal. Ese eje, del mismo modo, conecta el buje del rotor al multiplicador. Existen de paso fijo o paso variable, en función de que las palas sean solidarias al eje o puedan regular el paso.

Cuando los generadores pretenden conectarse a redes trifásicas de CA, el multiplicador eleva la velocidad del eje de salida a la velocidad de 1500 r.p.m., lo que posibilita el funcionamiento del generador eléctrico en condiciones de conexión a red.

Los pequeños generadores transforman el movimiento en energía eléctrica, normalmente a una tensión de 24 – 48 V en CC.

La turbina del sistema de generación objeto de esta tesis tendrá una tensión nominal de salida de 96 V en CC, variando entre 82 y 100 V CC, y una potencia nominal de 2000 W.

3.2.4.- Baterías

En la actualidad es posible encontrar baterías cuyas prestaciones se adapten a ser integradas como elemento de almacenamiento energético en un sistema de generación distribuida, aunque la mayoría de ellas está en fase de investigación y desarrollo. Las baterías y sus prestaciones han vivido un importante desarrollo en los últimos tiempos, motivado en gran medida, por el desarrollo de la telefonía móvil así como la investigación para hacer viables a los vehículos híbridos y eléctricos, cuya principal limitación aún a día de hoy es el sistema de almacenamiento energético. Los principales inconvenientes que aún presentan las baterías son sus elevados costes, muy bajo rendimiento en sus celdas, elevada auto descarga y su complejo reciclaje.

Las baterías más utilizadas en los sistemas híbridos de generación distribuida son las de ácido de plomo, Níquel Cadmio, Litio Ion polímero, Sodio y Cloridio de Níquel, Níquel y Zinc. Dichas baterías han de cumplir ciertos criterios en términos de densidad de energía, densidad de potencia, seguridad, ciclos de vida para que su uso en un sistema de generación distribuida sea viable.

La Figura 3.2.3. muestra el perfil de carga típico de la batería de Ión Litio. La carga puede realizarse a corriente constante o a tensión constante. El método más usual es comenzar a suministrar una corriente regulada a un valor constante hasta que la batería alcanza un determinado nivel de tensión. En ese momento se pasa a tensión constante hasta que el paso de corriente se hace nulo.

El convertidor para las baterías del sistema de generación deberá ser bidireccional y de alta potencia. Los datos de partida de tensión utilizada del lado de batería es de 96 V en CC con un rango de variación de 75 a 115 V en CC, la tensión del lado bus debe tener un valor de 500 V en CC, la potencia de diseño máxima que al convertidor puede transmitir al bus CC es de $P_{DC-bus\ max}=10\ kW$.

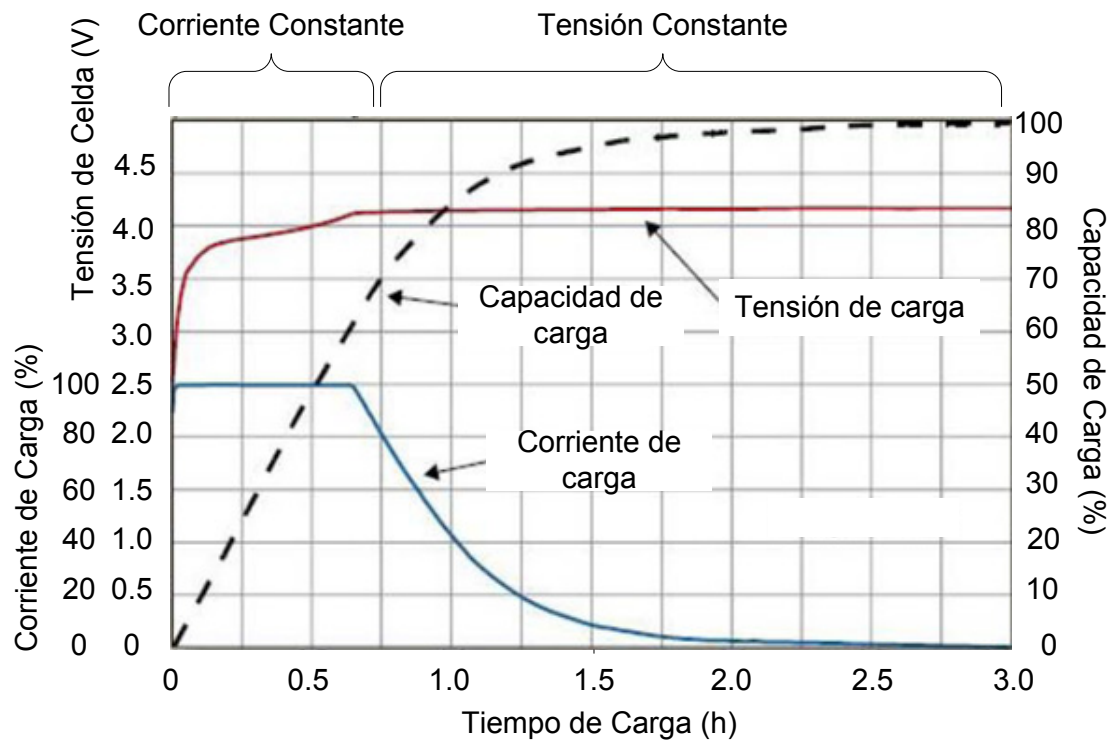


Figura 3.2.3. Curva de carga típica de la batería de Ión Litio.

3.2.5.- Ultracondensadores

Este sistema, al igual que las baterías, se encarga de almacenar la energía del bus cuando hay un excedente energético.

Los ultracondensadores, como sistemas de almacenamiento energético presentan diferentes características de carga y descarga comparados con las baterías recargables. A medio camino entre los condensadores electrolíticos y las baterías convencionales, ofrecen una mayor potencia que los condensadores y un alto grado de fiabilidad y durabilidad, superior a las segundas.

La alta capacidad, durabilidad y alto rendimiento diferencian los ultracondensadores de los sistemas de baterías recargables. En las baterías, la energía se almacena y se distribuye mediante una reacción química dentro del electrodo, que provoca la degradación paulatina de todo el sistema. Pero en los ultracondensadores, se utilizan cargas separadas entre el electrodo y los iones del electrolito, sin que pueda producirse una mezcla inesperada entre ambos y el consiguiente fallo del sistema. También es importante señalar que el proceso de carga y descarga de los ultracondensadores es muy rápido; sobre todo si lo comparamos con las baterías, basadas en lentas reacciones químicas, en ocasiones poco fiables y muy lentas.

Por tanto, en el sistema de ultracondensadores habrá que tener en cuenta su rápida carga y descarga y su amplio margen de tensión de salida que va de 0 V hasta su tensión máxima. Estos módulos son una solución pionera para el alto voltaje conectando celdas de hasta 3000 F. Por sus características, maximizan la energía disponible y la fiabilidad, incluso cuando la temperatura excede los 65°C.

3.3.- Convertidores

Desde los orígenes del uso de la electricidad se hace necesaria la transformación del nivel de tensión de generación con objeto de adaptar la tensión al nivel más conveniente para el transporte de la energía, o para el nivel de entrada de los distintos equipos según su uso, etc.

Definiremos convertidor CC/CC en el contexto de las energías renovables, y más específicamente, en el de los sistemas híbridos de generación, como el elemento que transforma la tensión generada en las fuentes de energía renovables, o en los sistemas de almacenamiento que se integren en dicho sistema, adaptándola al nivel de tensión utilizado en el bus que alimenta la carga directamente en CC, o al inversor que, en su caso, alimenta a la carga en alterna. Para los sistemas de almacenamiento se utilizarán convertidores CC/CC bidireccionales que serán capaces de realizar esta conversión en ambos sentidos, según el estado de funcionamiento instantáneo del sistema.

Tanto las fuentes de energía renovables como las cargas no son constantes en el tiempo en cuanto a corrientes suministradas o demandadas. Éstas presentan una tensión de salida muy diferente y, para la explotación de las mismas se requiere de convertidores. De hecho, sistemas como las pilas de combustible no mantienen constante la tensión de generación. Por lo tanto, será el convertidor CC/CC mediante un sistema de control realimentado, el que asegure una tensión CC constante en el bus para un determinado rango de corrientes definido por las características del sistema híbrido y de la carga alimentada. Los convertidores son, por tanto, una parte necesaria de los sistemas de generación.

Para solventar esta necesidad aparecen, entre otros, los convertidores de tensión que, cuando se instalan como primer módulo para alimentar un sistema, se conocen como fuentes de alimentación.

También los convertidores CC/CC pueden usarse en controladores de motores de dos cuadrantes [21].

La fuente de alimentación, es el circuito electrónico que alimenta un determinado sistema electrónico, adaptando la tensión de entrada de la red o de las baterías al nivel de tensión para el que está diseñado dicho sistema electrónico. Prácticamente todos los circuitos electrónicos activos, ya sean analógicos o digitales requieren para su funcionamiento de fuentes de alimentación; muchos sistemas electrónicos más complejos requieren varias fuentes de alimentación o convertidores CA/CC, ó CC/CC.

La fuente de alimentación CC más sencilla y más extendida en los equipos electrónicos más habituales suele construirse con un transformador de baja frecuencia (la frecuencia de la red de distribución), un rectificador y un filtro. El problema de esta fuente de alimentación es que la tensión resultante no es lo suficientemente constante y contiene un rizado CA que no es apropiado para muchas aplicaciones. Para conseguir niveles de tensión CC más constantes y atenuar el rizado CA se utilizan los reguladores de tensión. Además, hoy día, podemos conseguir una fuente de alimentación regulada a un menor precio que la fuente de alimentación clásica. El componente de mayor precio de la fuente convencional es el transformador que, al operar a baja frecuencia es pesado y grande, pues necesita un devanado con una cantidad mayor de cobre que si utilizáramos una fuente conmutada a alta frecuencia, donde el transformador trabajaría a una frecuencia más alta, necesitando por tanto un devanado menor y, por tanto, resultando más económico. Las frecuencias de la tensión CA de red más extendidas son 50Hz en Europa, 60 Hz en EEUU, 400 Hz en aplicaciones aeronáuticas y 20 KHz en aplicaciones espaciales [22]. Por tanto, para aplicaciones que requieren baja potencia y bajas tensiones, normalmente por debajo de algunos vatios y 50 V, se vienen sustituyendo las fuente convencionales por las fuentes reguladas por conmutación, pues el precio del transformador de alta frecuencia, de los elementos de control y de los transistores de conmutación no superan al del transformador de baja frecuencia, obteniéndose mejores prestaciones, además de equipos de menor peso y volumen.

Una fuente de alimentación de un sistema electrónico es una fuente de tensión sensiblemente constante con una determinada característica de corriente máxima. Podemos clasificar las fuentes por el valor de tensión de salida, por la corriente que son capaces de suministrar a la carga, pero como criterio básico de clasificación que distingue de manera importante sus tipologías, diremos que existen fuentes de alimentación reguladas y no reguladas. La tensión de salida de una fuente regulada se mantiene en un estrecho rango, con una variación inferior al 3 - 4% del valor nominal deseado independientemente de las variaciones de tensión de la línea, de la corriente de salida que exija la carga y de las variaciones de temperatura. También existen fuentes de alimentación reguladas en corriente, como los cargadores de baterías.

Según la región de funcionamiento de los componentes activos de la fuente de alimentación regulada, transistores MOSFETs o IGBTs, podemos clasificar éstas en reguladores lineales o reguladores mediante conmutación.

En los reguladores de tensión lineales los transistores operan en su región “activa” como fuentes de corriente dependientes con altas corrientes y diferencias de tensión relativamente altas, disipando una elevada cantidad de potencia y dando como resultado una baja eficiencia. Los reguladores lineales son grandes y pesados, pero como característica positiva tienen bajo nivel de ruido por lo que suelen utilizarse para aplicaciones de audio.

En los convertidores por conmutación, los transistores operan como interruptores por lo que disipan mucha menos potencia que los transistores operando como fuentes de corriente dependientes. La diferencia de tensión en el transistor es muy baja cuando conducen altas corrientes y cuando el transistor no conduce, el paso de corriente a través de éste es muy próximo a cero, siendo la diferencia de tensión en sus extremos alta. Por tanto, las pérdidas de conducción son bajas y la eficiencia de los convertidores en modo conmutación es alta. Normalmente, superior al 80 – 90%. Sin embargo, las pérdidas de conmutación reducen la eficiencia a altas frecuencias. Las pérdidas de conmutación se incrementan proporcionalmente a la frecuencia de conmutación. Los convertidores por conmutación pueden usarse para altos niveles de potencia y tensión. Son de menor tamaño que una fuente convencional no regulada o que

una fuente regulada linealmente de similares prestaciones, más ligeros y tienen una más alta eficiencia.

El regulador de tensión por conmutación contiene un transformador de alta frecuencia para conseguir el aislamiento de la fuente de alimentación. Siendo la frecuencia de conmutación mucho mayor que la frecuencia de la línea CA, el tamaño y peso de un transformador de alta frecuencia, así como el de las bobinas y condensadores se reduce. La frecuencia de conmutación suele ir de 15 a 500 KHz. Para evitar ruido en sistemas dedicados a audio, la frecuencia se elige superior a 20kHz. Un regulador de tensión mediante conmutación PWM (modulada en ancho de pulso) genera una onda de tensión de alta frecuencia rectangular, que es rectificada y filtrada. El ciclo de trabajo (o ancho de pulso) de la onda rectangular se varía para controlar la tensión de salida CC. Por tanto, estos reguladores de tensión se pueden denominar convertidores CC/CC PWM. Se requieren convertidores de potencia para convertir una forma de energía eléctrica en otra. Un convertidor CC/CC es una fuente de alimentación que convierte una entrada de tensión CC en otra tensión regulada CC de salida. La tensión de entrada puede estar regulada o no. A menudo, la entrada de un convertidor CC/CC es una batería o una línea de tensión CA rectificada. Un regulador de tensión debería proporcionar una tensión constante a la carga, incluso si la tensión de la línea, la corriente de la carga y la temperatura varían. Por otro lado, la tensión de salida en los convertidores CC/CC PWM puede ser más baja o más alta que la tensión de entrada, teniendo por tanto casos de convertidores “reductores” o “elevadores”. En los convertidores reductores, la tensión de salida es más baja que la tensión de entrada, En los convertidores elevadores, la tensión de salida es mayor que la tensión de entrada. Algunos convertidores pueden funcionar como reductores y como elevadores. La tensión de salida puede ser de la misma polaridad (no inversores) o de polaridad opuesta (inversores) que la polaridad de la tensión de entrada. Los convertidores CC/CC pueden tener negativo común o positivo común entre los terminales de entrada y salida. Los convertidores pueden tener una única salida o varias. Además, hay fuentes de tensión de salida fija y fuentes de tensión de salida variable.

Las fuentes de tensión de salida fija (por ej. 18 V) se usan para circuitos electrónicos concebidos para una determinada tensión y potencia. Las fuentes de alimentación de tensión variable, ajustable, (por ej. 0 V a 30 V) normalmente se utilizan en ensayos de laboratorio. En algunas aplicaciones, las fuentes de alimentación digitalmente programables permiten seleccionar y programar distintos niveles de tensión.

Las fuentes de alimentación pueden ser aisladas y no aisladas. Para conseguir aislamiento entre la entrada y la salida pueden usarse transformadores, también para conseguir aislamiento entre las distintas salidas. Los requerimientos más comunes para las fuentes de alimentación son alta eficiencias, alta densidad de potencia y bajo coste.

3.3.1.- Clasificación y tipologías actuales de convertidores de conmutación

Como se ha mencionado anteriormente, los convertidores CC/CC han vivido un importante auge en los últimos años. Se han producido avances en cuanto a parámetros de los mismos como: la eficiencia, la diferencia de tensión entrada/salida, potencia suministrada, etc, y todo ello ha sido posible debido a mejoras técnicas conseguidas en los dispositivos activos, así como por el uso de nuevas tipologías y nuevas técnicas de conmutación.

Se puede establecer un primer criterio para la clasificación de los convertidores CC/CC, en función de que exista un flujo de energía en un solo sentido o en ambos sentidos. En el primer caso, este flujo va desde la fuente de generación a la barra de CC, en fuentes de energía renovable como placas solares fotovoltaicas o pilas de combustible. Se utiliza un convertidor UNIDIRECCIONAL.

En el segundo caso, el convertidor es capaz de transmitir la energía, según demande el sistema de control, en ambos sentidos. Así pues se precisa de un convertidor BIDIRECCIONAL, que se utiliza en sistemas de acumulación de energía como baterías o ultracondensadores.

Algunas de las tipologías de convertidores CC/CC que existen con y sin aislamiento galvánico pueden ser utilizadas como convertidores bidireccionales, lo único que se debe hacer es sustituir el o los diodos rectificadores que se encuentren en la tipología por transistores MOSFETs o IGBTs controlados, que permitan el flujo de corriente en ambas direcciones. Esto permite que algunos convertidores sean capaces de transferir energía en ambos sentidos de operación

Otro criterio diferenciador es si el convertidor es elevador o reductor, en función de que la tensión de salida sea mayor o menor que la tensión de entrada al convertidor. El convertidor podrá ser elevador-reductor si puede trabajar como elevador o como reductor indistintamente, en función del nivel de tensión de entrada, siendo constante el valor de tensión de salida.

Por otro lado, podemos distinguir entre convertidores “aislados con transformador” o “no aislados, sin transformador”. El convertidor CC/CC de tipo aislado es necesario cuándo:

- 1) Los polos negativos de las tensiones baja y alta no se pueden conectar a tierra simultáneamente.
- 2) La razón entre la tensión alta y baja es tan elevada que, para el dispositivo, no resulta económicamente viable manejar tensiones y corrientes con valores tan elevados.

Por tanto, en los convertidores aislados galvánicamente se debe contemplar la dificultad que supone el diseño de los componentes magnéticos. Convencionalmente el núcleo de ferrita se utiliza para construir bobinas y transformadores. En esta tesis han sido introducidos núcleos de materiales amorfos nanocristalinos, para minimizar las pérdidas del transformador, así como la construcción del bobinado primario y secundario de forma entrelazada. Además, en aplicaciones de electrónica de potencia se viene utilizando la llamada conexión o cableado Litz. El cable se diseña para reducir el efecto de la frecuencia (efecto “skin”) y las pérdidas originadas por el efecto de la proximidad entre los conductores. Este cable se compone de numerosos hilos de pequeño diámetro, individualmente recubiertos con una película aislante y trenzados.

Como se verá más adelante, se hará otra distinción según el convertidor, y la técnica de conmutación en él definida, consiga que la conmutación de sus componentes activos se produzca cuando la diferencia de tensión en sus extremos (drenador – fuente) sea muy baja o incluso 0 V (conmutación a tensión nula, ZVS), o que esta conmutación se produzca cuando por el dispositivo el paso de corriente sea nulo (conmutación a corriente nula, ZCS). Debido a las pérdidas de conmutación de los conmutadores activos (MOSFETs, IGBTs), cuanto menor sea la potencia que el dispositivo conmutador conduce cuando se produce la conmutación, mayor será la eficiencia del convertidor. En este caso hablaremos de conmutación suave o conmutación dura. En la bibliografía se pueden encontrar numerosos estudios de convertidores en los que la conmutación se realiza de forma suave: [23] – [52].

Por otro lado, cada etapa del convertidor, ya sea la de entrada o la de salida del mismo, puede ser una fuente de tensión, que tiene un condensador en paralelo con la barra de CC, o una fuente de corriente, con un inductor en serie con la barra de CC.

La Figura 3.3.1. representa tres tipos de convertidores de fuente de tensión: (a) puente completo, (b) medio puente y (c) “push-pull”. La tipología de puente completo aplica toda la tensión a través del devanado, por lo que la corriente del dispositivo es simplemente la potencia de salida dividida por la tensión. Utilizando como bases la corriente y la tensión de estrés del puente completo, el valor de la corriente en la configuración de medio puente es doble. Mientras que en la configuración “push-pull”, la tensión es la de valor doble.

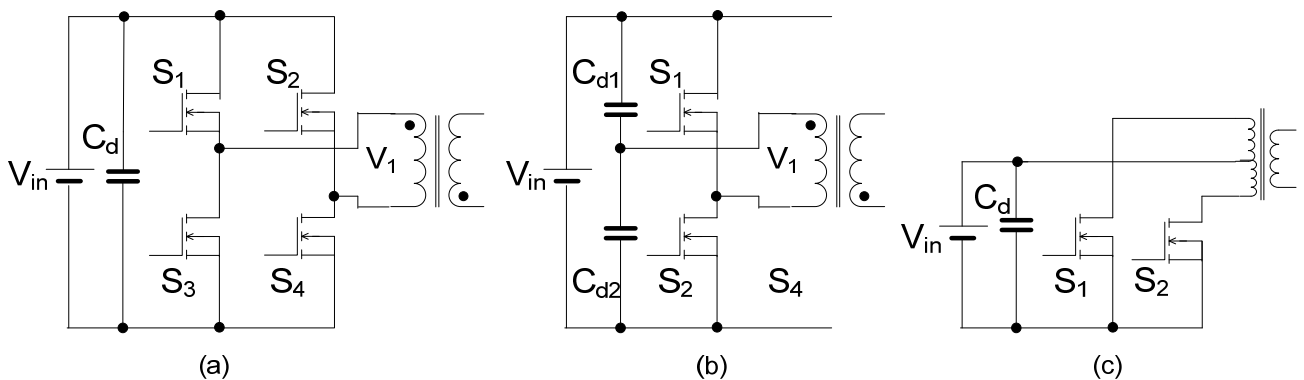


Figura 3.3.1. Tipologías de convertidor de fuente de tensión. (a) Puente completo.

(b) Medio puente. (c) “Push-pull”.

La Figura 3.3.2. muestra tres tipos de convertidores de fuente de corriente: (a) puente completo, (b) medio puente con doblador de corriente (o tipo L) y (c) “push pull”. El convertidor de fuente de corriente puede ser considerado como un convertidor elevador (“boost”) aislado. Su funcionamiento básico consiste en conectar todos los convertidores de fuente de tensión en cortocircuito para almacenar la energía en el inductor y, al abrir la mitad de los conmutadores, la energía se transfiere a través del transformador a la salida. Con una carga equilibrada, la tensión de salida es igual al producto de la relación de transformación por la tensión de entrada.

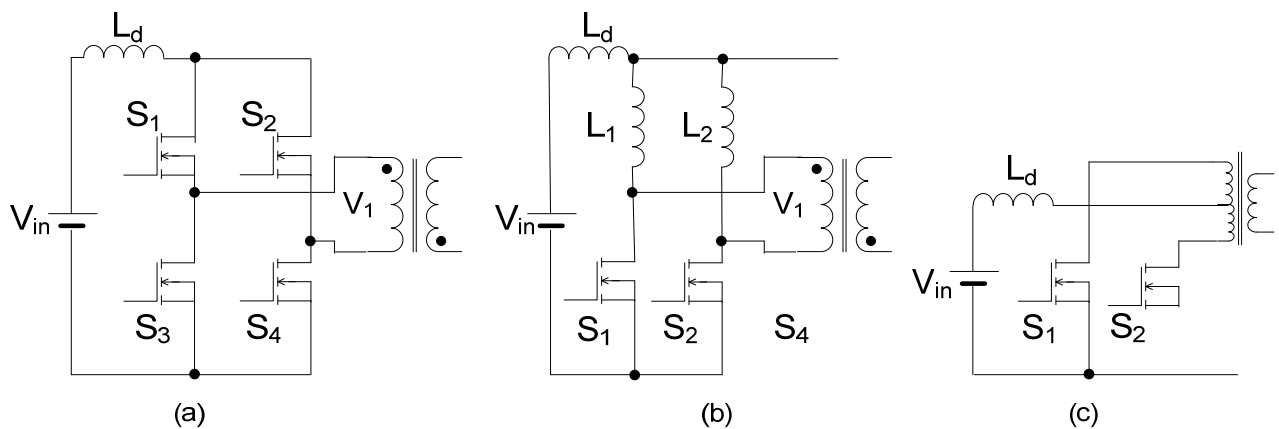


Figura 3.3.2. Tipologías de los convertidores de fuente de corriente: (a) puente completo, (b) medio puente con doblador de corriente (o tipo L) y (c) “push pull”.

En distintas aplicaciones de alta potencia los convertidores CC/CC aislados de alta frecuencia (HF) están cobrando cada vez más popularidad debido a su alta densidad de potencia y bajo precio. Para aplicaciones de alta potencia se vienen proponiendo convertidores formados por doble puente activo con aislamiento de alta frecuencia o convertidores de doble puente con desplazamiento de fase [29, 53]. También pueden encontrarse diferentes modificaciones a estas configuraciones en literatura reciente [30, 31, 54]. Como ya se ha comentado previamente, para reducir las pérdidas de conmutación se emplea conmutación suave o blanda [32].

Según la fuente de energía renovable de la que se trate, habrá tipologías de convertidores que se adapten más a la aplicación. Las pilas de combustible son fuentes de baja tensión y alta corriente. Se han realizado muchos estudios y publicaciones para presentar convertidores aislados CC/CC para pilas de combustible mediante convertidores unidireccionales [55, 56], y en concreto, basados en tipologías de puente completo, “push–pull”, tipologías alimentadas en corriente o en tensión [23, 57, 58, 59].

Los métodos preferidos para medias potencias y bajas tensiones son los puentes completos alimentados en tensión [23, 25, 60]. Este último es más apropiado para elevar la tensión de la pila de combustible, pero presenta una tensión con forma de onda cuadrada en el primario del transformador con mayor amplitud que la tensión de entrada. Por tanto, se necesita un circuito supresor para evitar sobretensiones en los transistores. Algunos autores han propuesto el uso de convertidores con transformadores trifásicos [24, 61, 62]. Otros autores proponen el uso de la inductancia de fuga del transformador como dispositivo de transferencia de energía. Se pueden encontrar diferentes modificaciones de esta configuración en la bibliografía [26]. Los convertidores CC/CC alimentados en tensión padecen problemas relacionados con grandes inductancias de magnetización del transformador, debido a altas relaciones de transformación [25].

En un sistema híbrido de generación, la batería y el súper condensador pueden descargarse y cargarse por medio de un convertidor CC/CC bidireccional para mantener la tensión del bus CC casi constante [57].

Otras Fuentes de energía renovable pueden ser los paneles fotovoltaicos [27, 63, 64, 65], estas fuentes pueden conectarse al bus mediante un convertidor CC/CC unidireccional. Por otro lado, un sistema híbrido puede construirse basado en un convertidor matricial y una micro-turbina [66, 67]. Para reducir las pérdidas de conmutación se utiliza conmutación blanda o suave [25, 68, 69]. En [70] se puede encontrar un convertidor CC/CC multinivel, que combina un convertidor elevador y una función de condensador conmutado para poder obtener diferentes tensiones de salida. Éste se propone para sistemas donde hay varios niveles de tensión controlados.

3.3.1.1.- Convertidores de pequeña potencia y de gran potencia

Encontramos tipologías de convertidores que se adecúan para transferir pequeñas potencias, así como tipologías más indicadas para transferir más altas potencias. En este sentido, el diseño de convertidores CC/CC para potencias elevadas supone un reto, ya que los dispositivos de conmutación y los componentes pasivos no se encuentran disponibles de forma inmediata.

Para aplicaciones de alta potencia, que normalmente requieren múltiples dispositivos en paralelo, el área de silicio necesaria para el mismo nivel de potencia no varía mucho, pero sus componentes magnéticos y residuales de interconexión son completamente diferentes, presentando diferencias significantes en las pérdidas. Por otra parte, en aplicaciones de baja potencia, la interconexión no es un problema. En este caso, el número de conmutadores debe ser reducido. Se puede utilizar una tipología de convertidor de fuente de corriente de medio puente para el lado de tensión alta con objeto de reducir el número de conmutadores.

Se describirán a continuación las tipologías más utilizadas en la actualidad, tanto unidireccionales como bidireccionales, presentando sus ventajas y desventajas, así como si son aptas para altas, medias, o sólo bajas potencias.

3.3.1.2.- Convertidor unidireccional elevador con inductancia pulsada

El circuito elevador de inductancia pulsada se muestra a continuación en la Figura 3.3.3. Debido al acoplamiento magnético entre L_1 y L_2 , la adaptación de tensión se determinará por la relación de espiras entre ambos inductores. La ventaja de esta tipología es su simplicidad, sin embargo, su bajo rendimiento así como la carencia de aislamiento galvánico son sus principales desventajas. Para evitar sobretensiones en el transistor se necesita instalar un circuito supresor, que disipará potencia (hasta un 10%) haciendo bajo el rendimiento. Esta tipología sólo será apta para bajas potencias. Para más altas potencias, se pueden instalar varios convertidores con esta tipología en paralelo, en lo que sería la técnica “multifase” de conmutación activa.

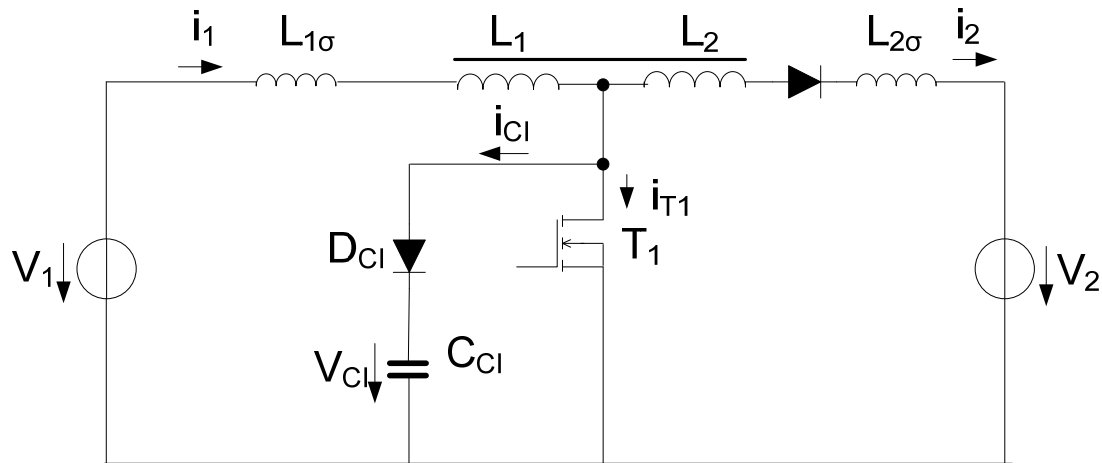


Figura 3.3.3. Convertidor elevador con Inductancia pulsada.

El regulador multifase es el siguiente paso para lograr un aumento de las densidades de potencia del regulador. El diseño multifase reduce el volumen magnético y tiene la ventaja adicional de reducir la intensidad eficaz en el condensador elevador. El método activo de diseño multifase se está desarrollando hoy en día.

En el diseño multifase, los módulos funcionan a la misma frecuencia de conmutación. Sus formas de onda se encuentran desfasadas entre sí durante un periodo de conmutación $2\pi/N$ radianes, siendo N el número de convertidores en paralelo.

Es importante señalar que cuanto mayor sea el número de convertidores en paralelo, el rizado de la corriente de salida del convertidor será inferior.

3.3.1.3.- Convertidores unidireccionales de puente completo

- Alimentado en Tensión:

Este convertidor es apto para medias potencias. En principio, este convertidor trabaja como reductor. Su esquema es el mostrado en la Figura 3.3.4. El puente de transistores genera una onda cuadrada que es transmitida por el transformador y rectificada por los diodos. El valor medio de la tensión de salida vendrá definido por L_2 ; variando el ciclo de trabajo de la señal cuadrada a la entrada del transformador, se controla la relación entre la tensión de entrada y de salida. Los diodos del secundario requieren altas tensiones de bloqueo, aunque se podrán utilizar diodos rápidos con redes supresoras. El control de esta tipología es relativamente sencillo.

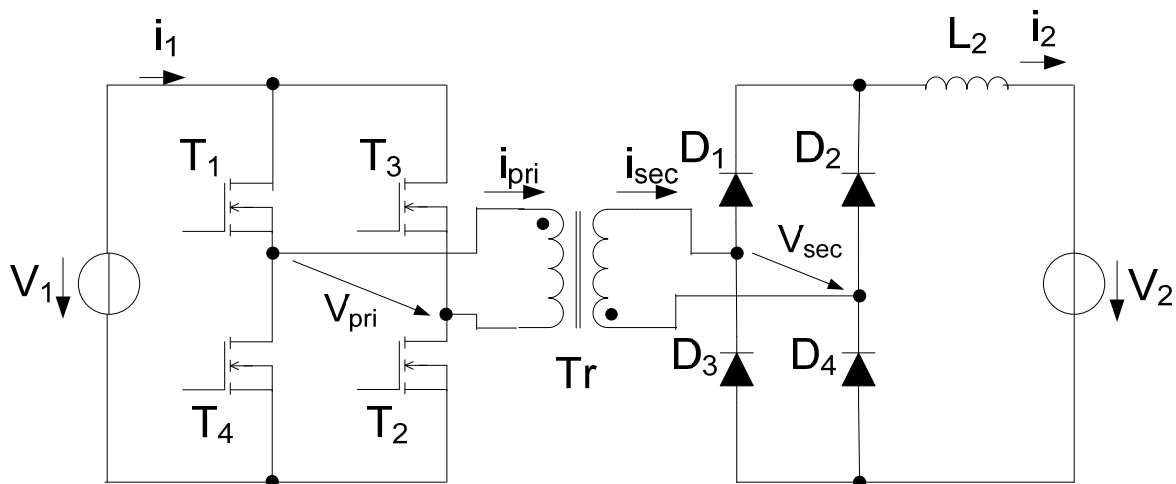


Figura 3.3.4. Convertidor de puente completo alimentado en tensión.

- Alimentado en corriente:

El circuito, mostrado en la Figura 3.3.5., trabaja como elevador. Forma una onda cuadrada mediante los transistores. La transmisión de potencia del transformador es similar al de alimentación por tensión. La tensión en el primario del transformador es cero cuando todos los transistores están activos simultáneamente. En este período la energía está almacenada en la bobina L_1 . Conectando T_1 y T_2 o T_3 y T_4 conseguimos una tensión cuadrada en el primario con mayor amplitud que la tensión de entrada V_1 . A la salida del transformador, los diodos rectifican la tensión V_2 . Por tanto, la tensión de estrés está limitada y no

hacen falta más diodos en serie (al contrario que en el alimentado en tensión). En los transistores se pueden producir sobretensiones por las inductancias de fuga del transformador. Será necesario instalar un circuito supresor para proteger dichos transistores. Las emisiones electromagnéticas de este circuito son inferiores a las del alimentado en tensión, ya que el circuito oscilante parásito del primario tendrá una menor resistencia.

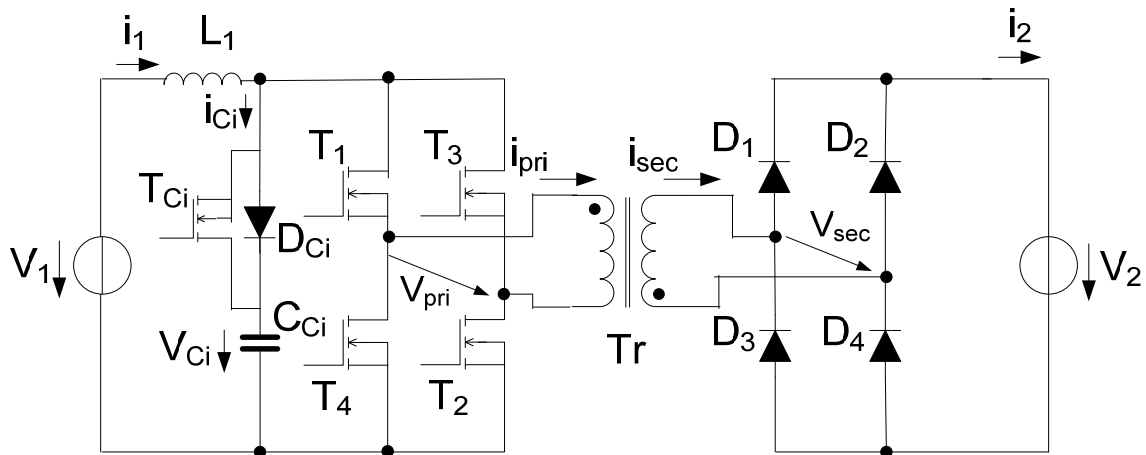


Figura 3.3.5. Convertidor de Puente Completo alimentado en corriente.

3.3.1.4.- Convertidor bidireccional sin aislamiento galvánico

El ejemplo más sencillo de convertidor bidireccional sin aislamiento galvánico es el convertidor reductor tipo "buck" (Figura 3.3.6. y Figura 3.3.7.). Sustituyendo el diodo por un segundo interruptor y, controlando los disparos de ambos interruptores complementariamente (d_1 y d_2), se obtiene un convertidor bidireccional apto para bajas potencias (Figura 3.3.7.). En este convertidor bidireccional, si la corriente circula de V_C hacia V_B se transfiere energía como en un convertidor reductor "buck", si la corriente circula de V_B hacia V_C la energía se transfiere como en un convertidor elevador "boost". Una de las aplicaciones que tiene este convertidor bidireccional, dependiendo de las tensiones de alimentación y de salida al igual que de la potencia, es de un cargador/descargador de batería para sistemas de satélite [35]. Este convertidor también es muy utilizado para aplicaciones de automoción en el sistema dual de baterías.

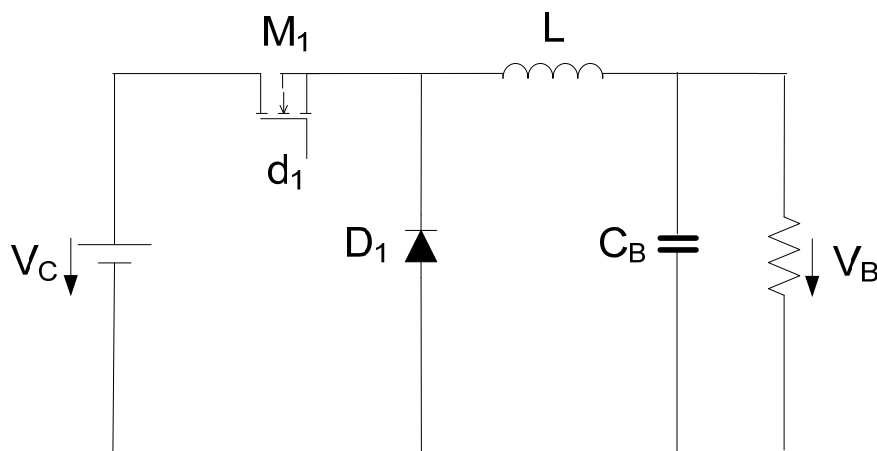


Figura 3.3.6. Convertidor reductor unidireccional

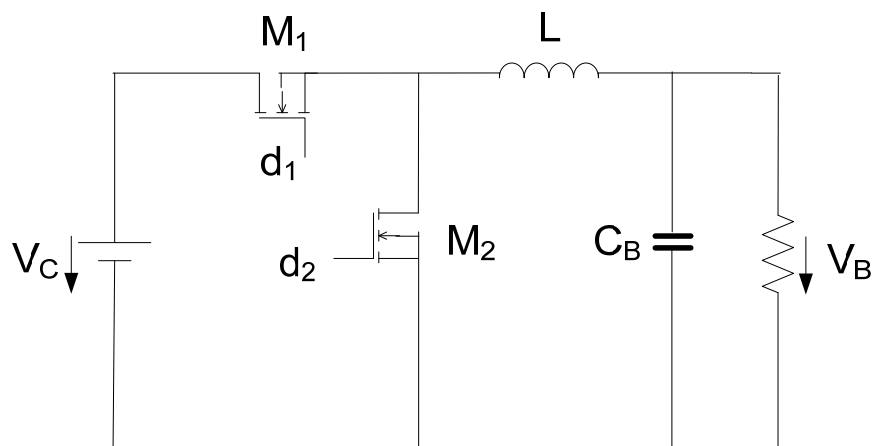


Figura 3.3.7. Convertidor reductor bidireccional

Se pueden encontrar en la bibliografía distintas variantes de esta tipología, consiguiendo mejorar el rendimiento al obtener conmutaciones de los interruptores a corriente o tensión cero [51].

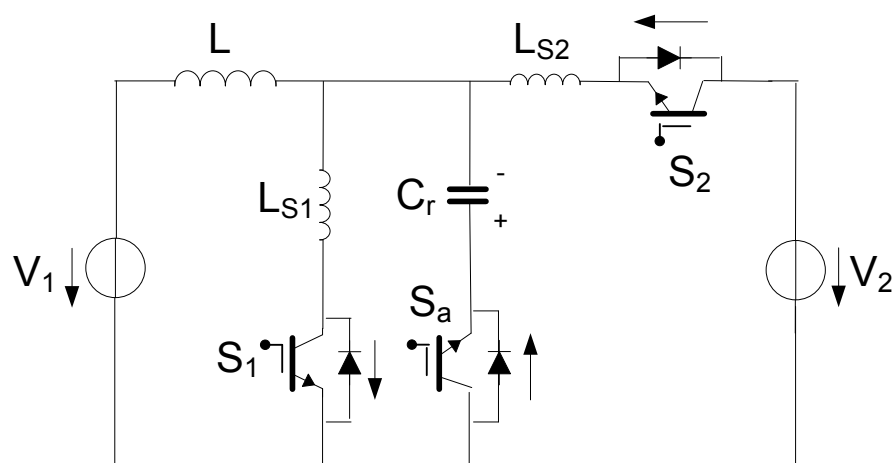


Figura 3.3.8. Convertidor ZCS elevador/reductor bidireccional

En la Figura 3.3.8. se representa una tipología de convertidor elevador / reductor con conmutación a corriente cero.

3.3.1.5.- Convertidor bidireccional con aislamiento galvánico

Al igual que en el convertidor reductor, el ejemplo más sencillo con el que se ilustra el concepto de bidireccionalidad en los convertidores con aislamiento galvánico, se aplica al convertidor de retroceso "flyback". En este convertidor al igual que en el convertidor reductor, basta con sustituir el diodo rectificador DF por un transistor MF para conseguir la bidireccionalidad [71]. La Figura 3.3.9. y Figura 3.3.10., muestran un convertidor de retroceso normal, y un convertidor de retroceso bidireccional respectivamente. En este caso, tanto para transferir energía de V_O a V_S como de V_S a V_O , el convertidor que resulta es un convertidor de retroceso "flyback".

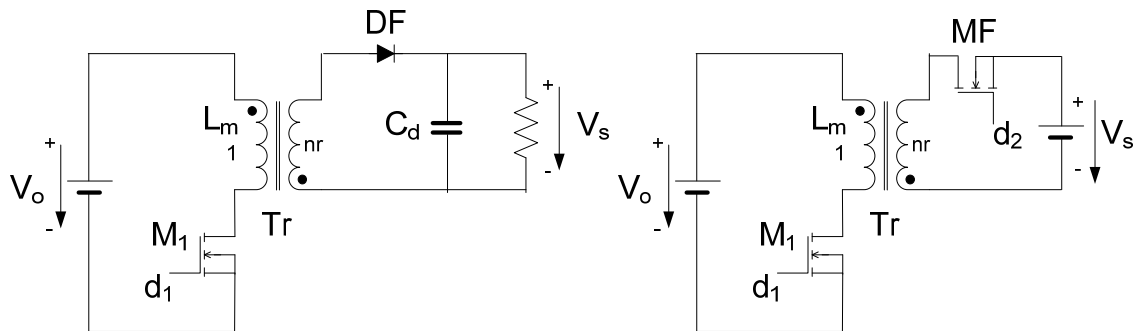


Figura 3.3.9. Convertidor de retroceso "flyback"; Figura 3.3.10. Convertidor de retroceso "flyback" bidireccional.

Las aplicaciones de éste convertidor dependiendo de las potencias y de las tensiones son muy diversas y van desde cargadores de baterías, sistemas de alimentación ininterrumpidos, sistemas de cómputo, sistemas aeroespaciales y circuitos para control de motores [72].

3.3.1.6.- Convertidor bidireccional para altas potencias

Los convertidores utilizados para manejar altas potencias son los convertidores basados en las tipologías de "medio puente", "puente completo" y "push-pull". En [73] - [79] se encuentran tipologías de convertidores diseñadas para alcanzar altos valores de potencia.

Al igual que los convertidores bidireccionales explicados previamente, también los convertidores para altas potencias pueden ser utilizados como convertidores bidireccionales. Se debe sustituir de igual forma, la etapa de rectificación por interruptores que permitan el flujo de corriente en ambas direcciones. La Figura 3.3.11. muestra el esquema de un convertidor bidireccional de alta potencia. Como comentamos previamente, dependiendo la etapa de conmutación en la que esté la bobina será alimentado con fuente de tensión o con fuente de corriente: si la bobina se encuentra en la entrada del convertidor, a éste se le llama "convertidor alimentado con fuente de corriente", si la bobina se encuentra en la salida, entonces a éste convertidor se le llama "convertidor alimentado con fuente de tensión".

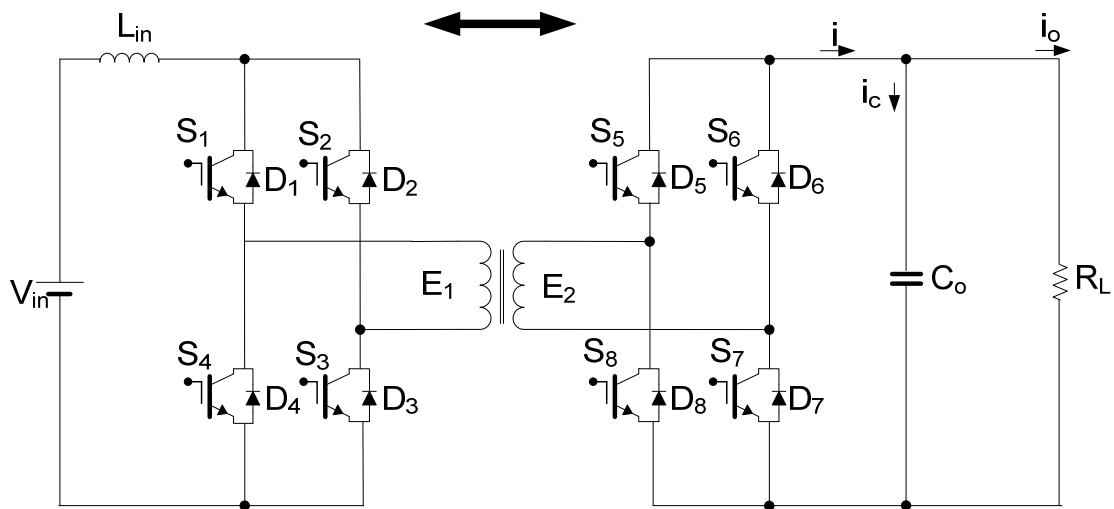


Figura 3.3.11. Convertidor bidireccional de alta potencia alimentado en corriente

En éste caso, la Figura 3.3.11. muestra un convertidor alimentado en corriente, debido a que la bobina se encuentra en la entrada (parte izquierda de la figura). Por la construcción del mismo, se representa una inductancia de dispersión (L_{disp}) que es producida por el transformador de la tipología.

3.3.1.7.- Convertidor doble puente completo bidireccional sin bobina

Este convertidor está propuesto en [80]. Fundamentalmente, su autor propone construir un convertidor bidireccional utilizando dos puentes completos y un transformador. La característica principal de éste convertidor es que no tiene bobina, en este caso, las únicas inductancias que aparecen en el convertidor son las propias del transformador.

El flujo de energía se controla con la inductancia de dispersión del transformador y, la manera de hacerlo es implementando un control por desplazamiento de fase entre el puente del primario y el puente del secundario y también variando la frecuencia.

En la Figura 3.3.12. se muestra la tipología del convertidor doble puente sin bobina.

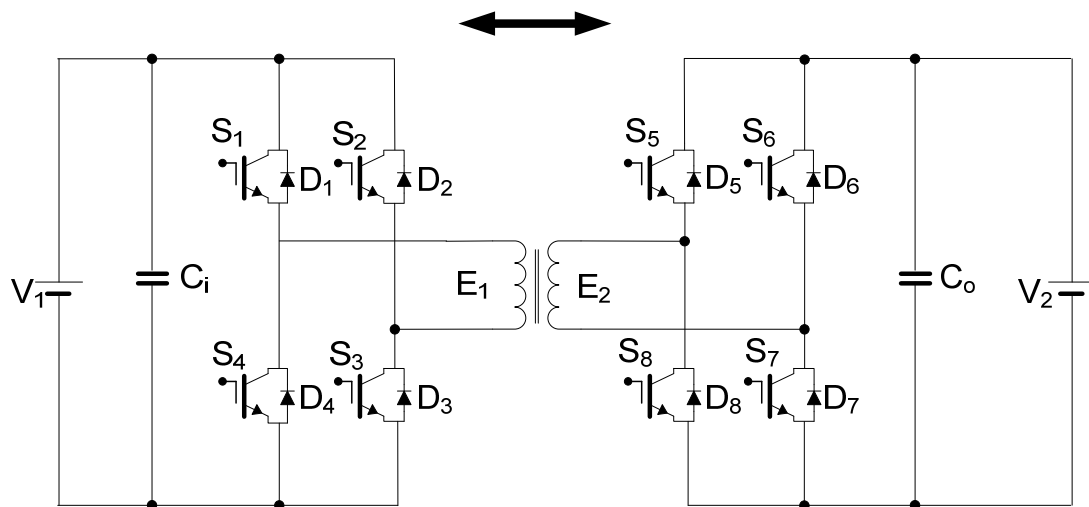


Figura 3.3.12. Convertidor bidireccional doble puente sin bobina

Las principales ventajas de ésta tipología son:

- Reducida cantidad de elementos en el convertidor, ya que únicamente cuenta con los interruptores de ambos puentes y con dos filtros por condensador.

- Las tensiones de estrés en los interruptores está fijada por las respectivas tensiones de entrada y de salida, esto permite seleccionar los mejores interruptores sin preocuparse por la relación de transformación u otro elemento que condicione la selección de los interruptores.

Las principales desventajas encontradas en ésta tipología son:

- Complicado diseño del transformador, ya que se tiene que utilizar alguna técnica avanzada para asegurar la obtención de la inductancia de dispersión deseada. Esto ocasiona que se tenga que pagar un alto costo en el diseño del transformador.
- Frecuencia variable lo cual supone mayores problemas de emisiones electromagnéticas y, que además, en algunas aplicaciones no se permite su uso por las perturbaciones generadas en otros sistemas electrónicos (por ejemplo en automoción).

3.3.1.8.- Convertidor doble medio puente bidireccional

Este convertidor está propuesto en la literatura [44] – [47]. Esta nueva tipología de convertidor bidireccional está basada en la utilización de dos convertidores de medio puente. En ésta tipología, el autor pretende minimizar al máximo los elementos que se utilizan en un convertidor bidireccional con dos puentes completos. Se puede llegar a tener conmutaciones a tensión y corriente cero (ZVZCS) bajo las condiciones adecuadas de técnica de conmutación, potencia y frecuencia de funcionamiento. Con lo anterior es posible alcanzar altos rendimientos. Esta tipología tiene una densidad de potencia mayor, ya que comparado con un convertidor puente completo, al entregar ambos convertidores la misma potencia, éste último tiene la mitad de componentes. El principio de funcionamiento de éste convertidor, al igual que el convertidor puente completo, consiste en controlar simétricamente los interruptores del primario y del secundario con ciclos de trabajo del 50%. Al hacer esto, la entrada del convertidor funciona como un convertidor elevador con ciclo de trabajo del 50% imponiendo la tensión de entrada en cada uno de los condensadores del primario. Después se utiliza control por desplazamiento de fase y variación de la frecuencia entre ambos medios puentes del convertidor. Para conseguir variar la tensión de salida, se utiliza la inductancia de dispersión del transformador, como único elemento para almacenar y transferir el flujo de potencia del convertidor del primario al secundario.

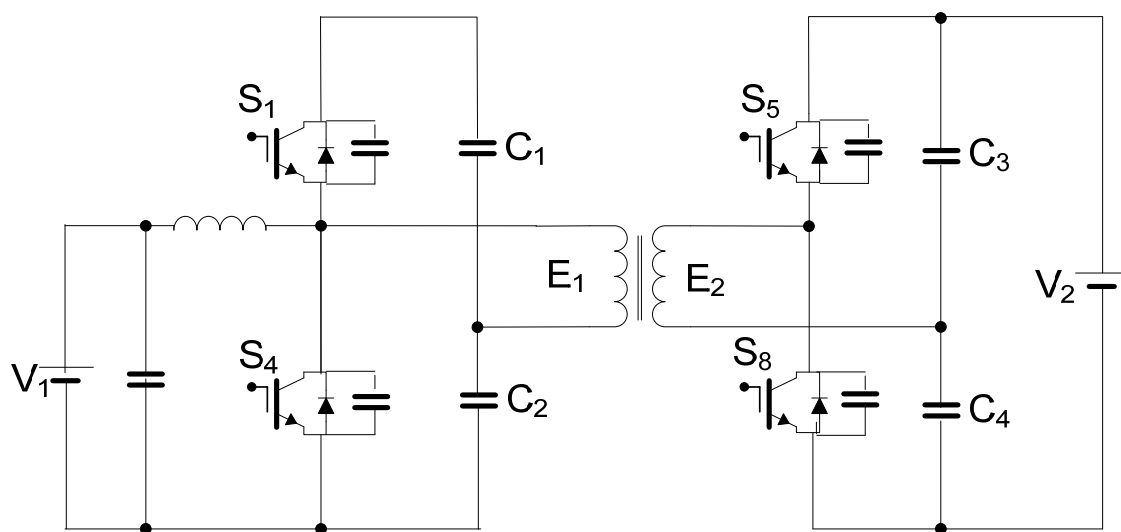


Figura 3.3.13. Convertidor doble medio puente bidireccional.

En la Figura 3.3.13. se muestra la tipología del convertidor bidireccional basado en dos medios puentes.

De entre las principales ventajas de ésta tipología se pueden mencionar las siguientes:

- Reducida cantidad de elementos en el convertidor, consiguiendo que el costo por componentes de potencia sea muy bajo.
- Se puede llegar a tener conmutaciones a tensión y corriente cero (ZVZCS) aunque, en muchos casos, es necesario incorporar más elementos en el convertidor.
- Alta densidad de potencia, ya que para la misma potencia que un puente completo, esta nueva tipología ocupa mucho menor espacio.

Las principales desventajas encontradas en ésta tipología son:

- Los esfuerzos de tensión en los interruptores del primario es dos veces la tensión de entrada, y en los interruptores del secundario es dos veces la tensión de salida, esto supone una limitación a la hora de analizar las posibles aplicaciones del convertidor.
- Aunque el autor no lo menciona, es complicado el diseño del transformador, ya que la inductancia de dispersión juega un papel importante en el diseño del convertidor para el control del flujo de energía del primario al secundario.
- Control complejo, ya que el autor sugiere la utilización de un procesador digital de señales (DSP).
- Frecuencia variable lo cual supone mayores problemas de emisiones electromagnéticas e imposibilidad de emplearse en ciertos sistemas.

3.3.1.9.- Puente completo bidireccional con esquema unificado para conmutaciones suaves y capacidad de arranque desde tensión cero en modo elevador

Este convertidor se ha propuesto y estudiado en la literatura [48] y [49]. El convertidor bidireccional propuesto principalmente incorpora un esquema unificado para conseguir conmutaciones suaves. Una rama adicional formada por un interruptor y un condensador en serie que se utilizan para alcanzar conmutaciones suaves en ambas direcciones del flujo de potencia. Cuando el convertidor opera en modo reductor, con la técnica con conmutación adecuada y para determinados rangos de funcionamiento, la tipología puede llegar a alcanzar conmutaciones a tensión y corriente cero (ZVZCS). Cuando el convertidor funciona en modo elevador, la misma rama para las conmutaciones suaves se utiliza para limitar el voltaje transitorio de pico en los interruptores. Al mismo tiempo, el interruptor adicional consigue conmutación suave para sí mismo teniendo conmutación a tensión cero (ZVS). Esta tipología tiene la capacidad de arrancar desde tensión cero en modo elevador a través de un devanado auxiliar colocado en la bobina del convertidor. En la Figura 3.3.14. se muestra el esquema del convertidor puente completo con rama auxiliar para conmutaciones suaves y con el devanado auxiliar para conseguir arranque en modo elevador desde tensión cero.

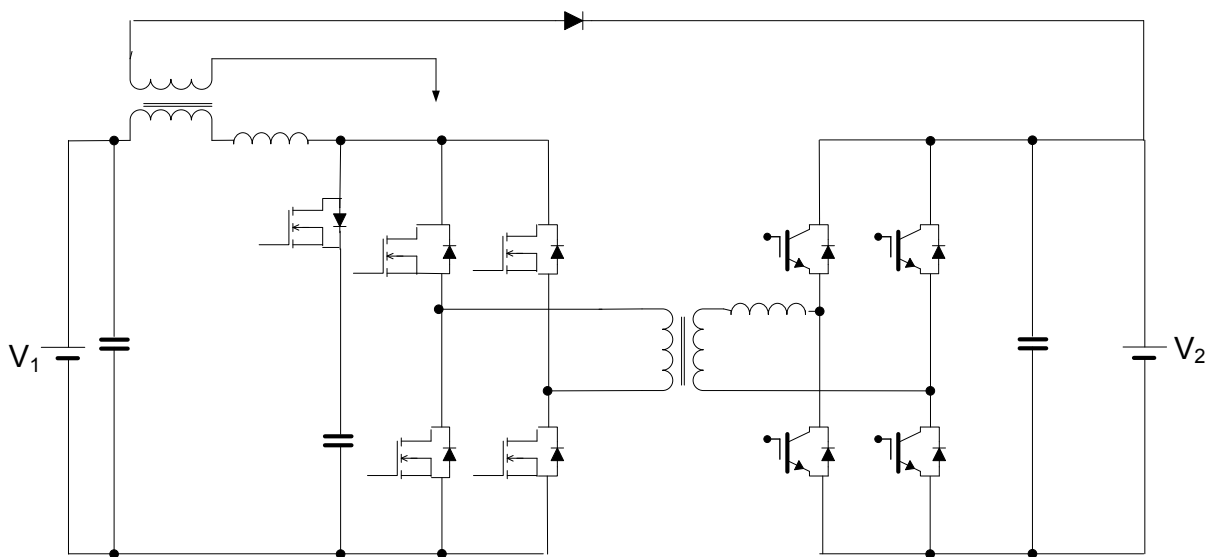


Figura 3.3.14. Convertidor de puente completo bidireccional, con conmutaciones suaves y capacidad de arranque a tensión cero en modo elevador.

Este esquema de convertidor ha sido probado por los autores para una potencia de salida de 5kW. La tensión de baja tensión que se utilizó fue de 12 V, esto significa que permite elevar tensiones muy bajas.

De entre las principales ventajas de ésta tipología se pueden mencionar las siguientes:

- El convertidor puede tener conmutaciones a tensión y corriente cero (ZVZCS) en modo reductor y en modo elevador con el mismo interruptor auxiliar, para un rango de tensiones de conversión, de potencias y de frecuencia de funcionamiento, utilizando la técnica de conmutación adecuada.
- Capacidad de arranque desde tensión de salida cero en modo elevador.
- Frecuencia de operación constante.
- Elevado rendimiento para altas cargas.

Las principales desventajas encontradas en ésta tipología son:

- Muchos elementos de elevado coste en el convertidor que aumentan el coste del convertidor.
- Control complejo, ya que se utiliza un controlador PWM para modo reductor y dos más para conseguir el funcionamiento en modo elevador.

3.3.1.10.- Convertidor medio puente y “push-pull” bidireccional

Podemos encontrar en la literatura [81] y [82] esta otra propuesta de convertidor. Esta tipología está básicamente integrada por un transformador de alta frecuencia, por un medio puente en un lado del transformador y por una salida “push-pull” alimentada en corriente. Para evitar desequilibrio de tensión en los condensadores del medio puente, se adiciona un devanado en el transformador con unos diodos. Este devanado se utiliza también cuando el convertidor transfiere energía del “push-pull” al medio puente, ya que por medio de éste se cargan simultánea y simétricamente los condensadores del medio puente. En la Figura 3.3.15. se muestra el esquema del convertidor medio puente y “push-pull” bidireccional.

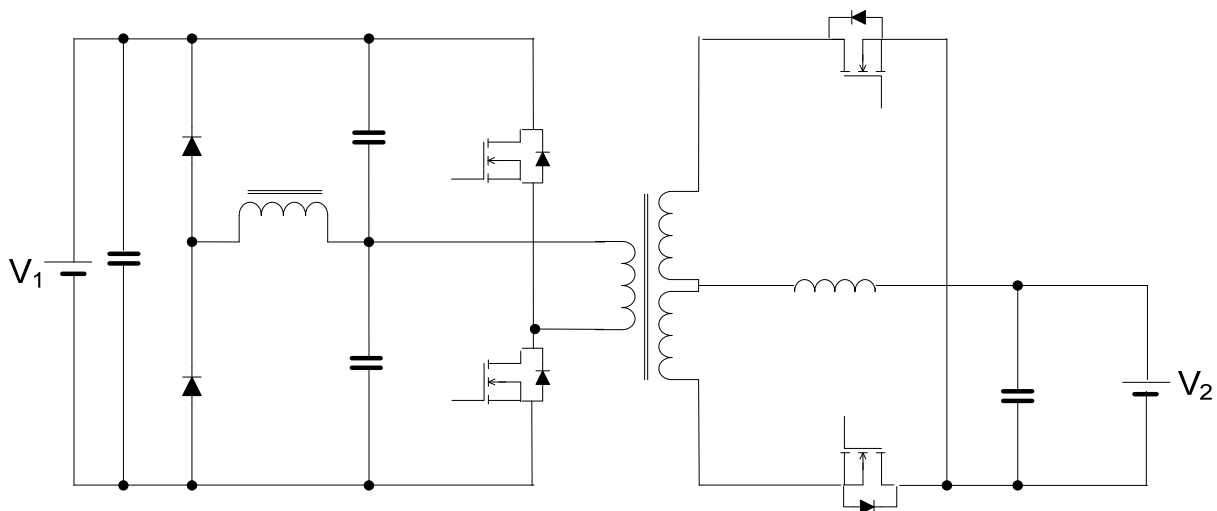


Figura 3.3.15. Convertidor medio puente y “push-pull” bidireccional

Cuando el convertidor transfiere energía en modo elevador (del “push-pull” al medio puente) y los condensadores del medio puente están descargados, se presenta el problema de sobre corriente en la bobina. Este problema ocurre al aumentar la corriente de la bobina sin control hasta que la tensión de salida alcanza un valor aceptable de tensión para poder desmagnetizar la bobina y que por consiguiente la corriente disminuya. Para minimizar el aumento excesivo de corriente en el convertidor, el autor propone la utilización de una resistencia que disipe la corriente en forma de calor. Esta resistencia debe ir conectada en serie

con la bobina para limitar la corriente de arranque del convertidor; una vez que el convertidor alcance una tensión adecuada en los condensadores del medio puente, esta resistencia se cortocircuita con un interruptor para que el convertidor funcione de manera normal en modo elevador. Por esta razón, el autor propone el uso de ésta tipología en aplicaciones de baja potencia, ya que en el arranque en modo elevador se tiene que desechar una cantidad importante de energía para el correcto arranque del convertidor. En caso de utilizar la tipología para mayor potencia, significaría perder más potencia en el arranque del convertidor.

De entre las principales ventajas de ésta tipología se pueden mencionar las siguientes:

- Tipología de principio de funcionamiento muy sencillo.
- Tipología compacta.
- Frecuencia constante.

Las principales desventajas encontradas en ésta tipología son:

- No se puede arrancar con tensión de salida cero en los condensadores. Se debe adicionar un elemento para disipar energía cuando el convertidor funciona en modo elevador. Al mismo tiempo, es necesario un mecanismo de activación y desactivación de este elemento resistivo.
- Es necesario adicionar otro devanado en el transformador, lo cual hace más difícil su diseño.
- La tensión en los interruptores del “push-pull” es del doble de la tensión de salida.

3.3.1.11.- Convertidor “flyback” bidireccional

Esta tipología ha sido propuesta por varios autores como convertidor bidireccional [83], [84], [85] y [111]. Esta tipología sin duda es una de las más sencillas que se puede encontrar de las tipologías con aislamiento galvánico. Está integrada por un transformador de alta frecuencia, por dos interruptores, uno en cada lado del transformador y también por dos condensadores, uno para cada lado del convertidor.

El principio de funcionamiento de esta tipología es muy sencillo, ya que almacena la energía en el transformador cada vez que se controla el ciclo de trabajo y la transfiere el resto del tiempo. Este convertidor puede funcionar en modo de conducción continuo (MCC) y en modo de conducción discontinuo (MCD). La manera de implementar el control es muy sencilla, pudiéndolo hacer con control por corriente promediada y con control por corriente de pico. Las aplicaciones con las que se relaciona a ésta tipología son de mediana potencia (pocos cientos de vatios), ya que al trabajar con corrientes pulsantes en ambos lados del transformador, ocasiona que se tengan corrientes eficaces muy grandes causando altas pérdidas. En la Figura 3.3.16. se muestra la tipología del convertidor “flyback” bidireccional.

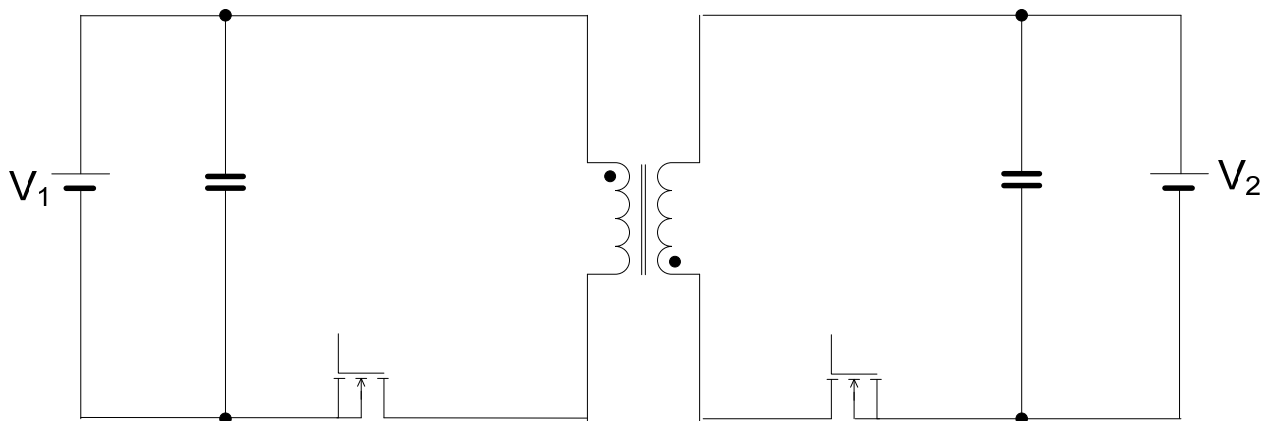


Figura 3.3.16. Convertidor “flyback” bidireccional

De entre las principales ventajas de ésta tipología se pueden mencionar las siguientes:

- Reducida cantidad de elementos en la tipología que hacen de ella una tipología económica.
- Ambos transistores están conectados a masa lo cual facilita su control.
- Principio de funcionamiento muy sencillo, al igual que la implementación del control.
- Tipología compacta que permite arrancar con condensadores descargados en la salida.

Las principales desventajas encontradas en ésta tipología son:

- Corrientes pulsantes en ambos lados del transformador, causando elevadas pérdidas por conmutación.
- Al mismo tiempo, no se puede aplicar para valores elevados de potencia, ya que para mayores potencias mayores serán las corrientes eficaces del convertidor.
- La inductancia de dispersión, ejerce una influencia muy grande en las conmutaciones del convertidor, haciendo del diseño del transformador complicado.

3.3.1.12.- Convertidor matricial

En la actualidad existe una gran variedad de aplicaciones industriales en corriente alterna que demandan la utilización de frecuencia variable o la obtención de potencia a frecuencia fija a partir de un suministro a frecuencia variable; por ejemplo: controladores de velocidad variable para impulsar motores a diferente velocidad, variando la frecuencia del suministro de alimentación al motor, la generación de energía eléctrica a partir de agua, aire o microturbinas de gas. Para esto se requieren convertidores CA-CA, los cuales se encargan de acondicionar la energía suministrada a las necesidades de tensión, frecuencia y fase que demanda la carga.

En el caso de los generadores movidos por agua, aire o microturbinas de gas de eje simple, la velocidad en el eje del generador no es fija, por lo tanto la frecuencia de la tensión de salida del generador es función de la velocidad de giro del rotor. Una solución mecánica sería utilizar un dispositivo hidráulico que regule la velocidad de giro del eje del generador. Puede considerarse también la generación de potencia a partir de una turbina de alta velocidad con el eje del generador directamente acoplado a la turbina. En este caso podríamos pensar en una solución mecánica, como una caja de engranajes para adaptar la velocidad del generador. Las soluciones mecánicas tienen el inconveniente de que generalmente demandan mantenimiento frecuente y reemplazos periódicos.

Como estructura compacta para el cambiador de frecuencia, con un bajo número de dispositivos, tenemos el convertidor matricial, que puede ser utilizado en los sistemas de generación cuando éstos producen la energía a una frecuencia distinta a la frecuencia de utilización. Este convertidor consiste en una matriz de interruptores semiconductores, conectados directamente entre los terminales de entrada y salida.

La Figura 3.3.17. presenta un convertidor matricial trifásico- trifásico con su matriz de conmutación de 3x3. Si se observa esta figura, se puede ver que cada interruptor es responsable de la conexión de una fase del sistema de entrada con una fase del sistema de salida. En general los convertidores matriciales emplean

cuatro cuadrantes o interruptores bidireccionales, como puede apreciarse en la Figura 3.3.17.

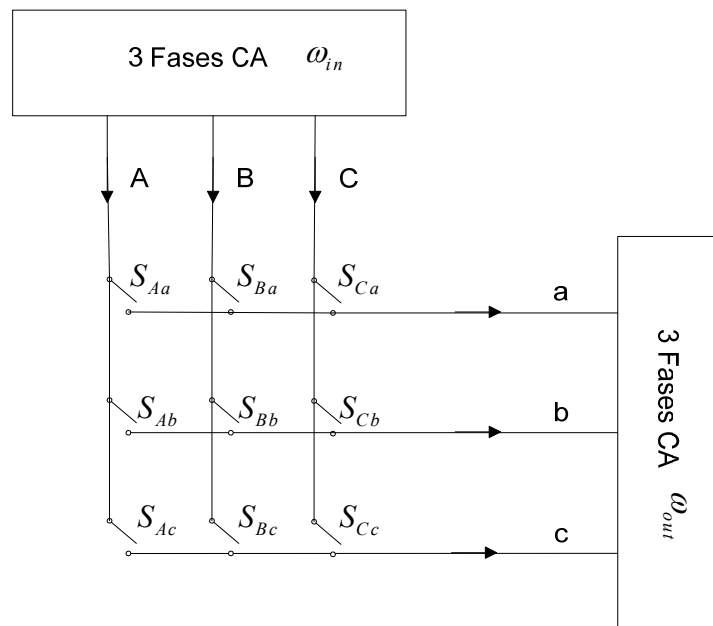


Figura 3.3.17. Convertidor matricial trifásico.

Los sistemas híbridos se pueden estructurar con un convertidor matricial [66], [67] y [112]. En nuestro sistema híbrido el aerogenerador da una salida CC, pues incorpora un rectificador controlado, pero en muchos otros casos es necesario realizar esta conversión, con lo que un convertidor matricial se ajusta bastante bien para utilizarlo acoplado a turbinas o aerogeneradores.

3.3.2.- Comparativa de los convertidores

En esta tesis se han presentado las tipologías de convertidores tanto unidireccionales como bidireccionales, que se han considerado más importantes dentro del estado de la técnica. Se aporta una breve descripción del principio de funcionamiento junto con las ventajas y desventajas que presentan estos convertidores. Al mismo tiempo, es importante hacer una valoración comparativa de estas tipologías.

Comenzaremos comparando los convertidores unidireccionales entre sí. Según el criterio de componentes, el convertidor de puente completo requiere prácticamente los mismos elementos que el elevador de inductancia pulsada multifase, añadiendo un transformador de alta frecuencia. Por tanto, en costes relativos al material necesario para la construcción de los convertidores, el convertidor elevador de inductancia pulsada multifase resulta más barato que el de puente completo.

Además, y como veremos más adelante, en el caso del convertidor de puente completo hay que tener en cuenta el complejo diseño del transformador de alta frecuencia, que ha de ser realizado a partir de diferentes materiales y formas geométricas que pueden emplearse para el núcleo. Por otra parte, el transformador añade peso y aumenta las dimensiones del convertidor.

Sin embargo, el transformador proporciona aislamiento, es decir, elimina cualquier conexión directa entre la entrada y la salida del convertidor. Por otro lado, el uso del transformador mejora el rendimiento, como mínimo, en un 15% [29]. Además, el convertidor de puente completo es capaz de transmitir más potencia que el convertidor de inductancia pulsada, ya sea monofase o multifase, pues éste último está limitado por la inductancia de la bobina que, a mayor valor almacena más carga, pero también será mayor el tiempo que tome el mismo en almacenarla.

Observando los rendimientos para bajas potencias se puede apreciar que ambos están en torno al 85 - 90%, pero cuando la potencia requerida comienza a crecer, el convertidor con transformador es el único capaz de suministrarla.

Respecto a los armónicos en la salida del convertidor, aunque no tienen los armónicos del mismo orden, sí se puede comprobar que los armónicos del convertidor multifase son de mayor módulo, lo que quiere decir que la tensión de salida es de peor calidad.

Finalmente, hay que decir que la tipología de puente completo es la que se usa comúnmente en convertidores de altas densidades de potencia. Los convertidores elevadores se usan en rangos de frecuencia mucho más pequeños que los solicitados para este diseño y no podemos asegurar que el uso de varias fases pueda garantizar su fiabilidad.

	Complejidad	Menores Dimensiones y peso	Aislamiento	Potencia	Rendimiento	Calidad salida
3.3.1.2. Multifase	B	B	M	M	B	R
3.3.1.3. Puente completo	R	M	B	B	B	B

Tabla 3.3.1. Comparativa entre los convertidores unidireccionales del estado de la técnica, (siendo B, bueno; R, regular y M, malo).

Para el caso de los convertidores bidireccionales, debido a que cada una de las tipologías ha sido presentada en la literatura para aplicaciones y potencias distintas, resulta difícil hacer una comparación rigurosa y cuantitativa. Por ello, se van a llevar a cabo dos comparaciones de estas tipologías. La primera de ellas se hace con los datos proporcionados por cada uno de los autores y con las características físicas de cada una de las tipologías. Los resultados se muestran en la Tabla 3.3.2. La segunda comparación consiste, en una valoración cualitativa en base a criterios generales de integración en un sistema de generación distribuida. Esta comparativa se muestra en la Tabla 3.3.3.

Como se ha mencionado, en la Tabla 3.3.2., se muestran los aspectos físicos encontrados en cada una de las tipologías bidireccionales del estado del arte. En ésta tabla, se encuentran el número de semiconductores, componentes magnéticos, frecuencia de conmutación, rendimiento y potencia de cada una de los circuitos mencionados. La tensión enclavada en MOSFETs se refiere a si la tensión drenador-fuente de los MOSFETs se ve aumentada por la inductancia de dispersión, que en aplicaciones de alta corriente es muy importante. Por ejemplo, esta tensión es constante para los interruptores de un puente completo independientemente de la tensión de salida y de la relación de transformación que se escoja. No sucede así en un convertidor “flyback”, en el que ésta tensión depende de la relación de transformación y de la tensión de salida.

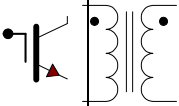
TIPOLOGÍA			Tensión en transistores AT/BT		Frec. (kHz)	Potencia (W)	ρ (%)
3.3.1.7. Doble puente completo sin bobina	8	1	V_C	V_B	50 vble	5000	88
3.3.1.8. Doble medio puente	4	2	$2 V_C$	$2 V_B$	20 vble	1600	90
3.3.1.9. Puente completo con ZVZCS	9	2	V_C	$2 V_B$	20	1600	92.5
3.3.1.10. Medio puente y “push-pull”	4	2	V_C	V_B	100	200	89
3.3.1.11. “Flyback” bidireccional	2	2	$2 V_C$	V_B	120	60	92

Tabla 3.3.2. Resumen de aspectos físicos de las tipologías en el estado de la técnica.

En la Tabla 3.3.2., se pueden observar las características generales de las tipologías presentadas en el estado de la técnica. De esta tabla, se observa que altas potencias y bajas frecuencias son manejadas por tipologías formadas por puentes completos y medios puentes. Las tipologías como el “flyback” y el medio puente con “push-pull” son utilizadas para bajas potencias y altas frecuencias debido a sus bajos rendimientos en potencias altas (más de 200 W). Se observa

que las tipologías presentadas de manera general cuentan con 2 componentes magnéticos, a excepción de la tipología presentada en el epígrafe 3.3.1.2., que tiene uno solo. Es importante resaltar las columnas que muestran los esfuerzos de tensión ya que de forma indirecta esto condiciona la aplicación en la que se utiliza cada convertidor.

En la Tabla 3.3.3., se presenta una valoración cualitativa (siendo B, bueno; R, regular y M, malo), de las tipologías bidireccionales de acuerdo a los criterios establecidos para su integración en un sistema híbrido de generación distribuida.

TIPOLOGÍA	Tamaño	Coste	Fiabilidad	Complejidad	Rendimiento
3.3.1.7. Doble puente completo sin bobina	B	R	R	M	M
3.3.1.8. Doble medio puente	B	B	B	M	R
3.3.1.9. Puente completo con ZVZCS	M	R	M	R	B
3.3.1.10. Medio puente y "push-pull"	R	B	B	B	R
3.3.1.11. "Flyback" bidireccional	R	B	B	B	M

Tabla 3.3.3. Valoración cualitativa de las tipologías bidireccionales

De la tabla anterior, se observa que no existe una sola tipología que sea capaz de satisfacer todos y cada uno de los aspectos valorables para aplicaciones de sistemas híbridos de generación.

La tipología que soporta una mayor potencia, 3.3.1.7., resulta muy compleja de diseñar debido a la necesidad de controlar la inductancia de dispersión del transformador ya que es ella quien controla el flujo de potencia del convertidor. Además los rendimientos alcanzados no son muy altos.

El doble medio puente también presenta dificultades en el diseño del transformador y no permite el arranque suave desde tensión nula. Además los interruptores están muy estresados en tensión como se aprecia en la primera tabla de este apartado.

La tipología del puente completo con conmutaciones suaves y capacidad de arranque desde tensión cero en modo elevador, epígrafe 3.3.1.9., es una tipología que no resulta difícil de diseñar, ya que su diseño es un diseño más típico, en el que se diseña tanto bobina como transformador por separado y el flujo de energía se controla a través del ciclo de trabajo del convertidor. Otra ventaja es que permite el arranque desde tensión nula. El principal inconveniente es la presencia de 9 interruptores, 4 de los cuales están sometidos a una tensión doble de la batería, lo que reduce la fiabilidad.

La tipología de medio puente con “push-pull”, epígrafe 3.3.1.10., y la tipología del convertidor “flyback” bidireccional, epígrafe 3.3.1.11., aunque mirando los parámetros presentan un buen equilibrio no son tipologías adecuadas para manejar altas potencias. Estas tipologías no son útiles para aplicaciones de media/alta potencia debido a las corrientes pulsantes tanto en la entrada como en la salida. Además, la tipología formada por el medio puente y “push-pull” no tiene la capacidad de arrancar en modo elevador desde tensión cero. Por último, el convertidor matricial es muy complejo en cuanto a su control y su aplicación es mucho más directa para fuentes trifásicas como turbinas.

Las tipologías que se presentan como novedosas en este trabajo (capítulos 5 y 6), tienen como característica fundamental el poder trabajar de forma permanente con tensiones bajas (lo que se ha denominado arranque en modo elevador), perseguir elevados rendimientos y elevados factores multiplicadores de tensión. Posteriormente se procederá a la comparación con las presentadas en este capítulo.

3.3.3.- Técnicas de control

Las técnicas de control utilizadas a la hora de realizar la conmutación de los semiconductores van encaminadas a mantener constante la tensión de salida del convertidor independientemente de fluctuaciones de la carga, así como de la tensión de entrada. Por otro lado, se pretende optimizar el rendimiento del convertidor, para lo cual, se busca una conmutación blanda o suave, es decir, que la conmutación de los semiconductores se produzca cuando la diferencia de tensión entre drenador - fuente sea cero (ZVS) (o la más baja posible) o la corriente que circula por el mismo sea nula (ZCS). De esta forma se minimizan las pérdidas de conmutación. Como ya se ha comentado, si la conmutación se produce con una elevada diferencia de potencial en los extremos de los semiconductores o mientras circula una corriente elevada por el semiconductor se dirá que se produce conmutación dura y las pérdidas serán elevadas.

Para controlar los interruptores del convertidor, es necesario incluir los circuitos disparadores de los MOSFETs o IGBTs, que sean capaces de generar masas flotantes. Otra alternativa que se puede utilizar para controlar los conmutadores es la utilización de transformadores de pulsos. Con éstos, es fácil conseguir las masas flotantes que se utilizan en cualquier circuito puente.

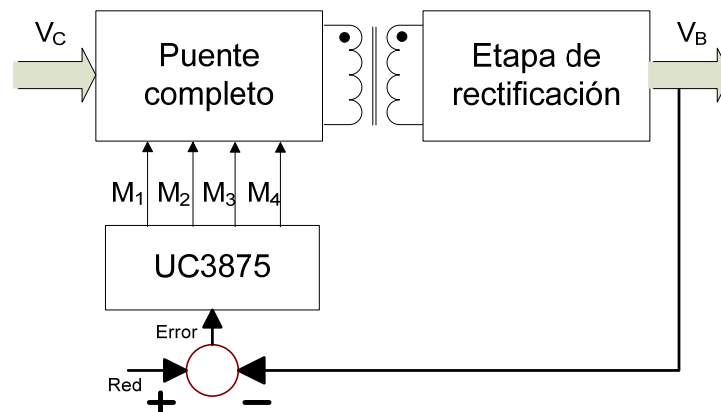


Figura 3.3.18. Diagrama de bloques del control.

Por ejemplo, el controlador UC3875 genera dos trenes de pulsos con dos señales del 50% de ciclo de trabajo cada una; estos dos trenes de pulsos, se desfasan entre si desde 0° hasta 180° para conseguir el control por

desplazamiento de fase entre las ramas del puente completo. La utilización de este controlador facilita la regulación de este convertidor, ya que en un único encapsulado es posible implementar un arranque suave y las protecciones de sobretensión y sobre corriente del circuito. La tensión de salida V_B se controla a través del amplificador de error que se observa en la Figura 3.3.18.

En este tipo de control (por desplazamiento de fase), el ciclo de trabajo, D , equivale al desfase entre las señales S_4 y S_1 (siendo 1 el equivalente a 180°). Las señales M_2 y M_3 se ponen en ON cuando las anteriores están OFF.

En los convertidores modernos se incluyen elementos lógicos o programables para conseguir una conmutación que, dependiendo de la tensión de entrada, teniendo en cuenta la tensión de salida y la variación de la carga, posibilite la obtención de una tensión de salida constante. El parámetro más habitual a controlar suele ser el ciclo de trabajo de los conmutadores, aunque en tipologías más avanzadas, se controla además la frecuencia de conmutación. Controlando esta última, se puede conseguir, como en el caso de una de las tipologías incluidas en esta tesis, que la conmutación se realice de forma suave y se minimicen o eliminen las pérdidas debidas a dicha conmutación.

Históricamente se han diseñado convertidores basados en automática tradicional, o con disparadores continuos basados en temporizadores. En la actualidad se desarrollan estrategias de gestión basadas en sistemas quasi-inteligentes. Existen muchos estudios que analizan el uso de estrategias de control basadas en sistemas inteligentes, tales como lógica difusa (fuzzy) y redes neuronales [86]. La lógica fuzzy presenta la ventaja de su independencia de un modelo puramente matemático así como de la necesidad de un entrenamiento previo. La lógica fuzzy, al contrario que la lógica clásica, no exige un conocimiento profundo del sistema, ni de las ecuaciones exactas que lo definen, ni de valores numéricos precisos. La lógica fuzzy introduce una forma alternativa de modelar sistemas complejos desde un mayor nivel de abstracción basado en la experiencia y conocimiento. Esta lógica proporciona una estructura muy adecuada para sistemas cuyos comportamientos sean no lineales.

Podemos encontrar estudios que introducen estos tipos de lógica en el control de sistemas híbridos de generación. El control basado en lógica fuzzy de [87]

utiliza el valor de corriente de salida de la unidad auxiliar (baterías y ultracondensadores), y la potencia requerida por el bus como entradas, para determinar la potencia de salida de la pila de combustible. En otros casos [88], se utiliza la lógica fuzzy para controlar directamente el ciclo de trabajo de los convertidores de un vehículo híbrido basado en pila de combustible y ultracondensadores.

Por otro lado, podemos encontrar otros estudios que introducen controladores basados en redes neuronales. Las redes neuronales emulan, mediante un programa de ordenador, la capacidad humana de procesar la información y conseguir aprendizaje, predicción, clasificación y control. Estos sistemas “aprenden” de ejemplos previos y proporcionan una respuesta correcta y rápida a informaciones nuevas que no estaban previamente almacenadas en la memoria. Las redes neuronales, aunque requieren un aprendizaje o entrenamiento previo, presenta alguna ventaja frente a la lógica fuzzy, sobre todo en cuanto a precisión y flexibilidad.

Igualmente, se pueden encontrar en la literatura algunos estudios que introducen redes neuronales para la gestión de energía [89] y control de convertidores [90].

Como se refleja en la Tabla 3.3.4., hay muchos otros métodos para la gestión del control de los convertidores de los sistemas híbridos de generación y se desarrollarán otros nuevos en un futuro próximo. De la misma manera, en la literatura se pueden encontrar métodos básicos para el control, como el lineal proporcional integral (PI), o complejos, como control adaptativo, control robusto, etc.

A continuación enumeraremos estas otras técnicas de control y su aplicación a convertidores. Comenzaremos por los convertidores más sencillos: un controlador convencional lineal PI puede ser muy útil para implementar convertidores en tiempo real, por ejemplo, para pilas de combustible. Muchos investigadores utilizan controladores PI para convertidores que forman parte de un sistema con un control centralizado. Por ejemplo, en [91] y [92] se usa un control PI en un sistema con un estabilizador de la tensión del bus CC. En muchos otros casos en la literatura, como en [93] y [94], el controlador PI se utiliza para determinar el

ciclo de trabajo del convertidor, de forma aislada. Por último, referido al control PI, otros autores realizan el estudio de este control dentro de un sistema con control centralizado más complejo [95] - [97]. Las técnicas adaptativas que modifican la ley de control que usa el controlador, pueden funcionar como controladores adaptativos predictivos o controladores adaptativos realimentados. En una pequeña parte de la literatura se pueden encontrar estudios de métodos adaptativos aplicados a convertidores [98], así como el uso de métodos de cálculo algebraico de variaciones de la carga [115]. El control robusto es una rama de la teoría de control que tiene en cuenta la incertidumbre y que se diseña para funcionar correctamente dentro de un margen de variación determinado de los parámetros o variables desconocidas [113]. Al contrario que en el control adaptativo, la ley del control robusto es estática. Se pueden encontrar estudios en la literatura aplicados al control robusto de pilas de combustible [99].

Para la implementación de los convertidores objeto de esta tesis, se han estudiado diferentes estrategias de control: "PID", "Look-up table",... que han sido simuladas en MatLab-Simulink y cuyo código se ha compilado para implementarlo en una tarjeta Spectrum Digital eZdspTMTMS320F2812 con una DSP F2812 de Texas Instruments.

TÉCNICA DE CONTROL	Ventajas	Desventajas	Literatura
Lógica fuzzy.	- Independiente de un complejo modelo matemático. - Se adapta a estructuras complejas. - Eficiencia computacional. - Robusto ante incertidumbres de modelado.	- Depende del conocimiento del diseñador del problema.	[87, 88]
Redes neuronales.	- Proporcionan respuestas adecuadas y rápidas ante nuevos eventos.	- Requieren un proceso de entrenamiento.	[89, 90]
Controladores lineales (PI).	- Fácil de implementar en sistemas embebidos (DSPs, Microcontroladores, ...).	- No apropiados para sistemas complejos.	[91, 92, 93, 94, 95, 96, 97]
Adaptativo, Robusto, ...	- Aplicable a sistemas con incertidumbres.	- Requieren un profundo conocimiento matemático del sistema.	[98, 99, 113]

Tabla 3.3.4. Comparación entre métodos de control aplicados a convertidores

3.3.4.- Principales componentes de los convertidores

En este epígrafe es necesario hablar de los elementos más relevantes y cuyo desarrollo hace posible la implementación real, con componentes reales, de este tipo de convertidores. Los componentes de potencia de los convertidores están sometidos a altas exigencias relativas a: elevadas frecuencias de conmutación, elevadas tensiones de bloqueo, bajas pérdidas de conducción así como bajas pérdidas de conmutación en el caso de que ésta será dura inevitablemente.

3.3.4.1.- Transistores conmutadores (IGBT, MOSFET)

La elección entre IGBT y MOSFET: En ciertos casos habrá que plantearse la elección de MOSFET en vez de IGBTs como interruptores, pues aunque los MOSFET tienen la tensión de bloqueo más baja que los IGBTs, alcanzan mayores frecuencias de conmutación.

A continuación se realizará una comparación, parámetro a parámetro, entre ambos elementos de conmutación [100] y [114]:

- 1 **Pérdidas de conducción:** Para el caso de un MOSFET, las pérdidas dependerán del cuadrado de la corriente, mientras que para el IGBT éstas sólo dependerán de la corriente, por tanto, son mayores para los MOSFET.
- 2 **Frecuencia de conmutación:** El MOSFET alcanza mayores frecuencias de conmutación al ser capaz de realizar la conmutación en menor tiempo (40ns – 10kV, frente a los 60ns - 10kV del IGBT).
- 3 **Pérdidas de conmutación:** las pérdidas de conmutación del IGBT son el doble de las del MOSFET.
- 4 **Durabilidad:** Se demuestra que es más complicado proteger al MOSFET de sobre-corrientes que al IGBT, siendo este último el más robusto.

Conclusión: Dependiendo de la aplicación se deberá elegir entre uno y otro componente. Por ejemplo, para aplicaciones de alta frecuencia y baja corriente se adapta mejor el MOSFET que el IGBT, mientras que para altas corrientes y algo más bajas frecuencias se recomienda el uso de IGBTs. Para los convertidores objeto de esta tesis, en el caso de que se obtenga una conmutación blanda, las pérdidas de conmutación son prácticamente eliminadas, por lo que se tratará de conseguir las más bajas pérdidas de conducción posibles, por lo que serán los IGBTs los que mejor se adapten a las tipologías introducidas en esta tesis.

3.3.4.2.- Transformador y elementos inductivos

Como se ha mencionado previamente, los elementos inductivos presentan siempre una mayor complejidad a la hora de su diseño y fabricación, al depender su comportamiento de muchos aspectos tanto geométricos como físicos y e intrínsecos a los materiales empleados en su construcción. Siendo el diseño de componentes magnéticos bobinados una ciencia exacta y estando todas sus relaciones fundamentales deducidas e investigadas, implementar dicho diseño y llevarlo a la práctica aún hoy presenta algunas lagunas. Aunque sus ecuaciones han sido desarrolladas y reducidas a términos utilizables y se manejan tablas de cantidades prácticas para materiales reales, la elección de las aleaciones magnéticas, los espesores de laminación y las dimensiones, al ser aproximaciones prácticas a las posibilidades teóricas, están sujetas a varios compromisos.

Los materiales magnéticos que se usan en los núcleos de los transformadores son llamados “blandos”, indicando la aptitud que tiene el material de imantarse y desimantarse en presencia o no de un campo magnético externo (al revés de los magnetos duros, comúnmente llamados imanes, en los cuales se busca que siempre la imantación quede inalterable). El proceso de imantación y desimantación de los magnetos blandos debe ocurrir 100 veces en un segundo si la frecuencia de la red eléctrica es de 50 Hz, 50000 veces por segundo si la frecuencia es de 25 kHz. Los parámetros típicos que definen este tipo de material son: bajo campo coercitivo, H_c , alta imantación de saturación, M_s , alta permeabilidad, μ , sobre todo en alta frecuencia, y baja magnetostricción, λ .

Los materiales magnéticos blandos tradicionales son las ferritas y los aceros al silicio cuyas propiedades podemos sintetizar en:

- Ferritas (cerámicos): Buena permeabilidad magnética a altas frecuencias y baja imantación de saturación. Las características magnéticas se deterioran rápidamente con el aumento de la temperatura.
- Fe-Si (metales): Imantación de saturación elevada y bajo campo coercitivo. Las propiedades magnéticas blandas se pierden a altas frecuencias.

Con la aparición y desarrollo de las ferritas magnéticas se han posibilitado soluciones en la problemáticas del diseño. Se dispone de una extensa gama de formas y figuras con unas propiedades magnéticas, eléctricas y mecánicas que pueden ser utilizadas con confianza para satisfacer requisitos específicos de diseño de bobinas y transformadores para integrarlos en convertidores, [109].

Otra característica fundamental de la ferrita comparativamente con otros materiales ferro-magnéticos es su alta resistividad. En aplicaciones de alta frecuencia las pérdidas por corrientes de Eddy (Foucault) son usualmente dominantes, ya que se incrementan aproximadamente con el cuadrado de la frecuencia, pero son inversamente proporcionales a la resistencia eléctrica del núcleo, por lo tanto, es éste el parámetro que hace que la ferrita se utilice tanto en alta frecuencia.

Por otro lado, los vidrios metálicos y las aleaciones nanocristalinas están cada vez más presentes en el mercado. El término vidrio metálico (en inglés “glassy metal”) hace referencia a un material metálico con una estructura interna desordenada a nivel atómico, similar a la de un vidrio [101]. Es decir, mientras un material metálico tradicional posee una estructura ordenada de átomos llamada estructura cristalina, los vidrios metálicos poseen el desorden atómico típico de los líquidos.

Entre las distintas propiedades de este nuevo tipo de material podemos citar su capacidad de conducir corriente eléctrica (aunque en un orden de magnitud menor a la de los cristalinos), poseer un ferromagnetismo blando muy atractivo, superior al de las aleaciones tradicionales, y presentar una excelente resistencia a la corrosión. Estas nuevas aleaciones se emplean principalmente en el área de

los materiales magnéticos blandos, como un sustituto con un mejor comportamiento al de los materiales magnéticos tradicionales en núcleos de transformadores.

Los dos grandes grupos de vidrios metálicos magnéticos son:

- Aleaciones amorfas base Fe: Con alta imantación de saturación. La magnetostricción λ no puede disminuirse hasta cero sin una notable pérdida de la imantación de saturación. Muy buena permeabilidad a alta frecuencia, [110].
- Aleaciones amorfas base Co: Tienen valores de magnetostricción cercanos a cero ($\lambda \sim 0$). La imantación de saturación no es tan elevada como en las aleaciones base Fe. Excelente permeabilidad a alta frecuencia.

Ferrita	$\mu_0 M_s$ (Tesla)	H_c (A/m)	T_c (°C)	Pérdidas (W/m ³)	μ_i (<500kHz)
Mn-Zn	0.3 – 0.5	4 – 100	100 – 250	50 – 200	500 – 20000
Ni-Zn	0.1 – 0.36	16 – 1600	100 – 500	(muy bajas)	10 – 2000

Tabla 3.3.5. Imantación de saturación, M_s , Campo coercitivo, H_c , Temperatura de Curie, T_c , Pérdidas magnéticas y permeabilidad inicial, μ_i , de ferritas de Mn-Zn y Ni-Zn de alta permeabilidad.

En la Tabla 3.3.5., se dan los valores de los parámetros típicos de los materiales magnéticos blandos mencionados.

Una de las grandes ventajas que tienen los transformadores con núcleo amorfo (AMDT, de sus siglas en inglés, “*amorphous magnetic distribution transformers*”) es su bajísima pérdida en vacío, que es hasta un 80% menor que la pérdida en los transformadores tradicionales, disminuyendo en forma significativa tanto el consumo eléctrico como el calor disipado, es decir, aumentando el rendimiento de los transformadores. Otra ventaja de los AMDT es que pueden usarse tanto para baja frecuencia como para alta. Para esta última aplicación se logra una disminución considerable de peso con respecto a los transformadores de ferrita.

En la Tabla 3.3.6., se muestran los parámetros más importantes para estos materiales.

Composición de vidrios metálicos	$\mu_0 M_s$ (Tesla)	H_c (A/m)	T_c (°C)	μ_r máx
$Fe_{80}B_{20}$	1.6	6	378	23000
$Fe_{81}B_{13.5}Si_{3.5}C_2$	1.6	6.4	370	23000
$Fe_{40}Ni_{38}Mo_4B_{18}$	0.88	8	353	65000
Basado en Co	0.6	1.5	250	45000

Tabla 3.3.6. Imantación de saturación, M_s , Campo coercitivo, H_c , Temperatura de Curie, T_c , Pérdidas magnéticas y permeabilidad inicial, μ_i , de vidrios metálicos.

En la Tabla 3.3.7., se comparan las propiedades de algunos transformadores comerciales con núcleo amorfo frente a los de núcleos tradicionales (Fe-Si cristalino o Ferrita).

Potencia (kVA)	Pérdidas núcleo FeSi (W)	Pérdidas núcleo amorfo (W)	Fabricante
10	40	13.5	Osaka Transf.
10	40	11	Westinghouse
15	50	14	Allied y MT
25	85	28	General Electric
25	85	16	Prototype Allied

Tabla 3.3.7. Pérdidas en núcleos de Fe-Si y de vidrios metálicos de los primeros prototipos de transformadores de 10, 15 y 25 kVA.

En los últimos años se han desarrollado nuevos materiales con propiedades magnéticas blandas superiores a las de los vidrios metálicos. Se trata de sistemas con estructuras nanocristalinas que se obtienen a partir de la cristalización controlada de aleaciones amorfas y que poseen granos de dimensiones comprendidas entre 10 y 20 nm inmersos en una matriz amorfa. Estos nuevos materiales nanocristalinos (aleaciones base Fe o Co) mejoran las propiedades de su precursor amorfo mostrando una alta imantación de saturación, magnetostricción casi nula y extremadamente baja fuerza coercitiva. El material desarrollado tiene el nombre comercial de FINEMET y se obtiene partiendo de un vidrio metálico que se somete a un tratamiento térmico de una hora a una temperatura de recocido de 550 °C. Su composición química es Fe_{73.5} Si_{13.5} B₉ Cu₁ Nb₃ y la estructura interna se encuentra dividida en dos fases: la fase nanocristalina y la matriz amorfa. Este material presenta valores de magnetostricción prácticamente despreciables que, junto a una mayor magnetización de saturación, una extremadamente baja fuerza coercitiva y una permeabilidad magnética muy elevada incluso a altas frecuencias, hace de estos materiales los más blandos, al menos a nivel productivo. Además de los FINEMET, se encuentran las aleaciones comerciales NANOPERM Fe-M-B (M = Zr, Hf, Nb) y HITPERM (Fe-Co-M-B-Cu). En la Figura 3.3.19. pueden apreciarse las propiedades magnéticas de alguna de estas aleaciones comerciales. Actualmente varias empresas comercializan pequeñas bobinas, transformadores y filtros magnéticos confeccionados con material nanocristalino.

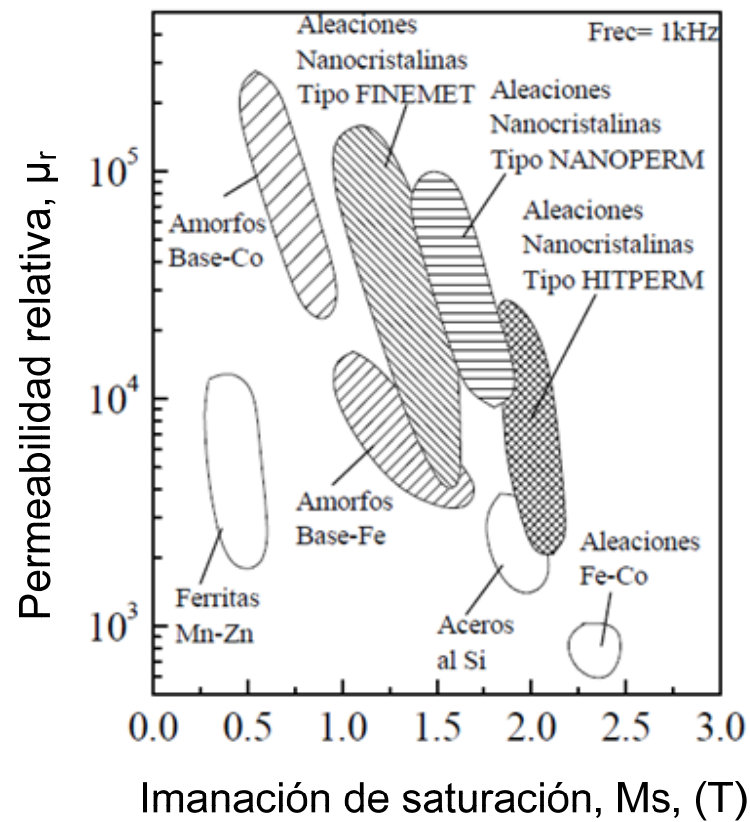


Figura 3.3.19. Permeabilidad e imantación de saturación de materiales magnéticos blandos.

Para la realización de los convertidores objeto de esta tesis se han utilizado núcleos de materiales amorfos nanocristalinos para reducir su volumen y minimizar las pérdidas del transformador debidas a las corrientes de histéresis y de Foucault, así como otros métodos constructivos de estos elementos como el entrelazado del bobinado primario y secundario del transformador para reducir estas fugas.

3.4.- Resumen

En el estado del arte presentado sobre los convertidores existentes, así como sobre las distintas tecnologías que nos permiten mejorar el rendimiento de dichos convertidores, la aplicación será la que determine qué tipología de convertidor deberemos usar en cada caso y qué componentes se utilizarán para la construcción del mismo. Serán parámetros a tener en cuenta:

- Si la fuente energética es reversible o no. (Tipologías unidireccionales o bidireccionales).
- Las diferencias de tensión entre la entrada y salida del convertidor. (Determinará la tipología y los componentes).
- La potencia requerida por la carga. (Determinará la tipología, los componentes, y la técnica de conmutación).
- Obtener el mayor rendimiento posible. (Determinará la tipología, los componentes, y la técnica de conmutación).
- La necesidad de aislamiento entre primario y secundario. (Componentes, si hay que usar transformador o no).
- Ahorro económico en los componentes. (Tipología, componentes).
- Reducido volumen del convertidor. (Tipología, componentes, frecuencia de conmutación).

También se ha de tener en cuenta que se pueden obtener rendimientos muy dispares según la tipología y la técnica de conmutación empleada. Será objeto de esta tesis el diseño novedoso de tipologías adaptadas a las necesidades de nuestro sistema híbrido buscando las mejores prestaciones en cada uno de los aspectos analizados en este Estado del Arte.

Una vez se presenten las tipologías novedosas objeto de esta tesis, se realizará un estudio comparativo entre éstas últimas y las presentadas en este capítulo, analizando las ventajas e inconvenientes de cada una de ellas.

4.- Convertidores del sistema híbrido de generación distribuida

Tal y como se ha comentado previamente, los convertidores que diseñaremos para el Sistema Híbrido serán tanto unidireccionales como bidireccionales. Como se puede apreciar en la Figura 4.0.1., los convertidores unidireccionales serán de aplicación para interconectar las fuentes de energía que no son reversibles, es decir, que aportan energía al bus del sistema híbrido, pero que no son recargables:

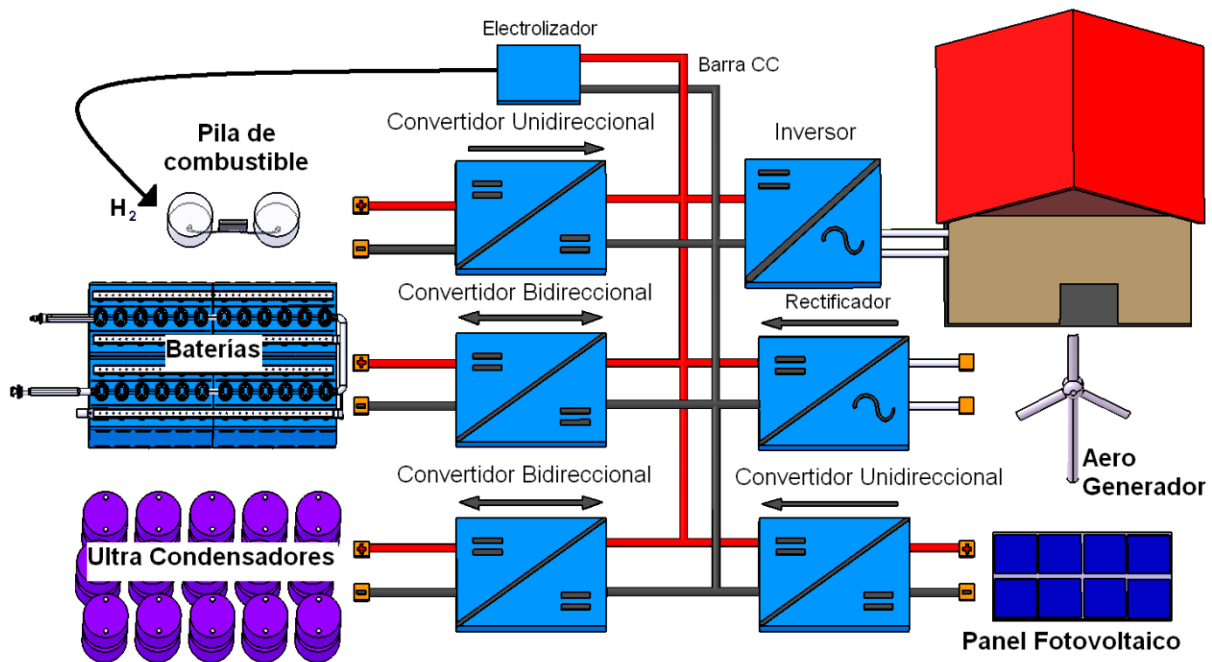


Figura 4.0.1. Sistema híbrido de generación distribuida.

En este caso, esas fuentes de energía unidireccionales serán la pila de combustible y el panel fotovoltaico. La pila de combustible es un elemento fundamental de los sistemas híbridos [103], pues convierte energía electroquímica en energía eléctrica con bajas emisiones y alta eficiencia. Pero presenta una respuesta lenta a la variación de la carga, y su voltaje no está

regulado, por tanto, las pilas de combustible requieren de convertidores CC/CC para conectarse a una red [23], [24], [61], [104], [105] y [106].

Por otro lado, para los sistemas de acumulación de energía como la batería y ultracondensador deberemos diseñar convertidores bidireccionales.

Con la premisa de obtener el máximo rendimiento de nuestras fuentes de energía y, conociendo los parámetros de las mismas en cuanto a rango de tensión a la salida, potencia máxima, etc, así como la tensión a la que trabajará el bus CC del sistema, diseñaremos los convertidores.

En esta tesis introduciremos dos tipologías de convertidores unidireccionales que serán fácilmente adaptables a los requerimientos de cada uno de los sistemas de generación irreversibles, pila de combustible y panel fotovoltaico, así como una tipología de convertidor bidireccional que ha sido estudiada específicamente para los requerimientos dados por las características de los dos sistemas de acumulación reversibles, baterías y ultracondensador.

De igual forma se podrá pasar de convertidor bidireccional a unidireccional. Esta transformación la detallaremos en el estudio pormenorizado de cada una de las tipologías pero, básicamente, consistirá en la sustitución de los interruptores conectados al secundario del transformador por diodos.

5.- Convertidores unidireccionales

5.1.- Prestaciones de las tipologías de convertidores unidireccionales

A la hora de seleccionar una tipología para el convertidor unidireccional de nuestro sistema, se ha de tener en cuenta que los convertidores con transformador presentan la ventaja de que se pueden utilizar semiconductores con una relativa baja tensión de bloqueo adaptando la relación de transformación del transformador a la tensión nominal de entrada y de salida del convertidor [113]. También es interesante en este caso elegir frecuencias de conmutación lo suficientemente elevadas para que los elementos inductivos puedan ser más pequeños y económicos. Por lo tanto, si se usa un convertidor con transformador, podemos elegir MOSFET en vez de IGBTs como interruptores, pues es cierto que los MOSFET tienen la tensión de bloqueo más baja que los IGBTs pero alcanzan mayores frecuencias de conmutación y, por tanto, como se ha comentado, las inductancias pueden ser más pequeñas.

Si se baraja la posibilidad de utilizar un convertidor sin transformador se ha de tener en cuenta que éstos son más sencillos en términos de componentes y pérdidas ligadas a dichos componentes. Sin embargo, para bajas tensiones de entrada y un rango medio de potencia como es el caso que nos ocupa, no son adecuados. Estaría más justificado el uso de convertidores de alta frecuencia con transformador, aún siendo más complejos y con mayor número de componentes.

Teniendo en cuenta todas las ventajas y desventajas de cada tipología en los convertidores unidireccionales, se proponen dos tipologías de puente completo. En ambas se combina la alimentación en tándem, con fuente de corriente y con fuente de tensión. Estas tipologías combinan la ventaja ya mencionada de aislamiento galvánico, además de elevado factor de multiplicación, baja tensión de bloqueo de los conmutadores, bajo nivel de

emisiones electromagnéticas, bajo rizado de corriente de salida y bajas pérdidas en relación con otras tipologías de convertidores CC/CC.

5.2.- Convertidor unidireccional CC/CC (Propuesta 1)

Presentaremos a continuación una nueva tipología para un convertidor unidireccional aislado de puente completo CC/CC, con transformador de alta frecuencia. Esta tipología incluye una etapa preamplificadora del nivel de tensión de la fuente de alimentación. La técnica de conmutación permite, variando la frecuencia de conmutación, obtener conmutación suave en todo el rango de potencia de carga.

Este convertidor es apropiado para conectar fuentes de energía, como placas solares o pilas de combustible, a un sistema híbrido. Debido a la gran ganancia de tensión que con él se puede obtener y a la técnica de conmutación, se consigue mejorar la eficiencia y el coste. Se ha realizado el diseño del convertidor para una pila de combustible, al presentar éste una mayor complejidad debido a sus características de tensión y potencia, pero será fácilmente adaptable a otra fuente primaria no reversible como los son las placas solares.

En este capítulo se justificará el diseño del convertidor y se presentará la técnica de conmutación de los IGBTs. A su vez, para verificar el algoritmo de control del convertidor, se ha construido un prototipo de laboratorio utilizando una tarjeta de control Spectrum Digital eZdsp™ TMS320F2812, cuyos resultados serán presentados.

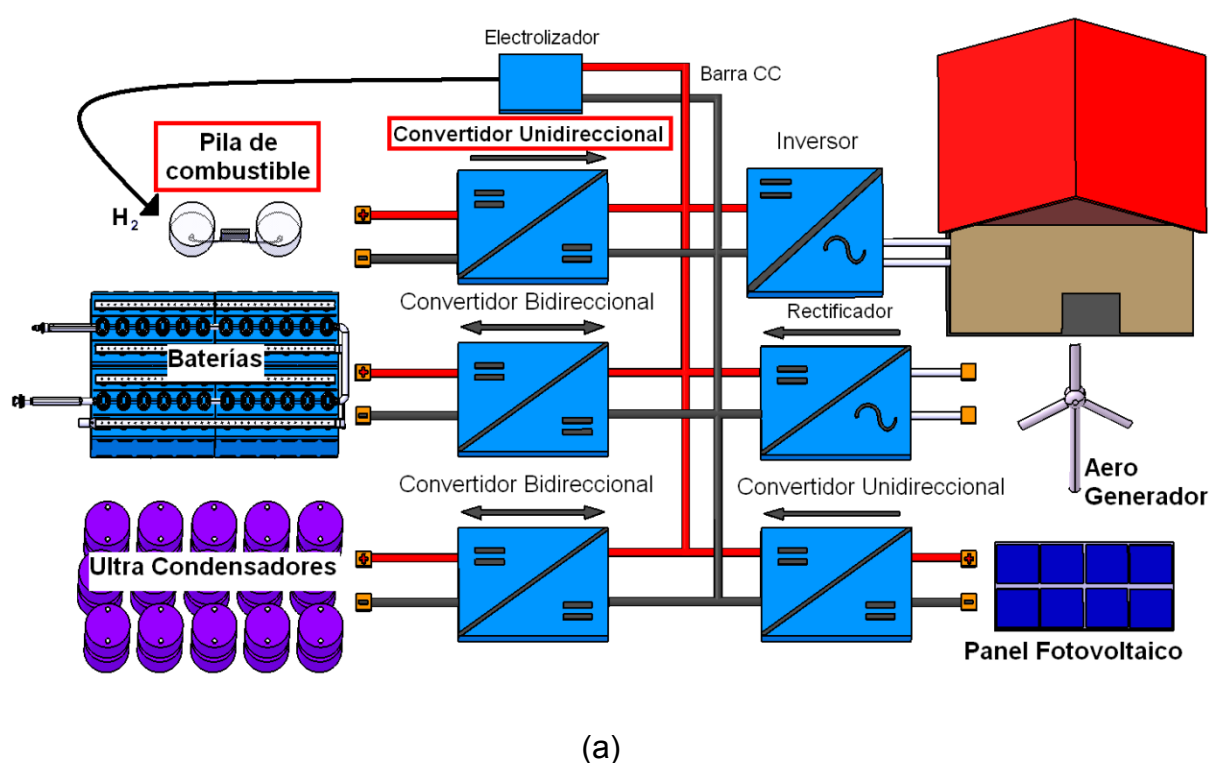
Una de las ventajas de la tipología presentada, es que puede funcionar con potencias altas y con diferencias de tensión de entrada – salida ($V_{in} - V_{out}$) elevadas, ya que las dos ramas de condensadores a la entrada del convertidor triplican la tensión de entrada V_{in} . Con esto se consigue mejorar los costes, ya que los IGBTs del circuito de entrada son de menor intensidad. En la actualidad, sobre todo para potencias altas, se están imponiendo este tipo de convertidores de puente completo, aislados y de alta frecuencia, debido a que pueden controlar altas densidades de potencia a bajo coste, [28], [102] y [116].

Se presenta el método de cálculo y la técnica de conmutación del convertidor, como se detallará más adelante. La Figura 5.2.1.(a) muestra la

estructura del sistema hibrido y los correspondientes convertidores utilizados, señalando el convertidor objeto de este capítulo.

Usando la aplicación Matlab-Simulink® se comprueba el correcto funcionamiento del algoritmo de control del convertidor. Después el código C de este algoritmo, obtenido desde el modelo de Matlab-Simulink®, se ha implementado en una tarjeta Spectrum Digital eZdspTMTMS320F2812, con una DSP F2812 que controlaba los disparos de los IGBTs del prototipo mencionado.

5.2.1.- Justificación del diseño



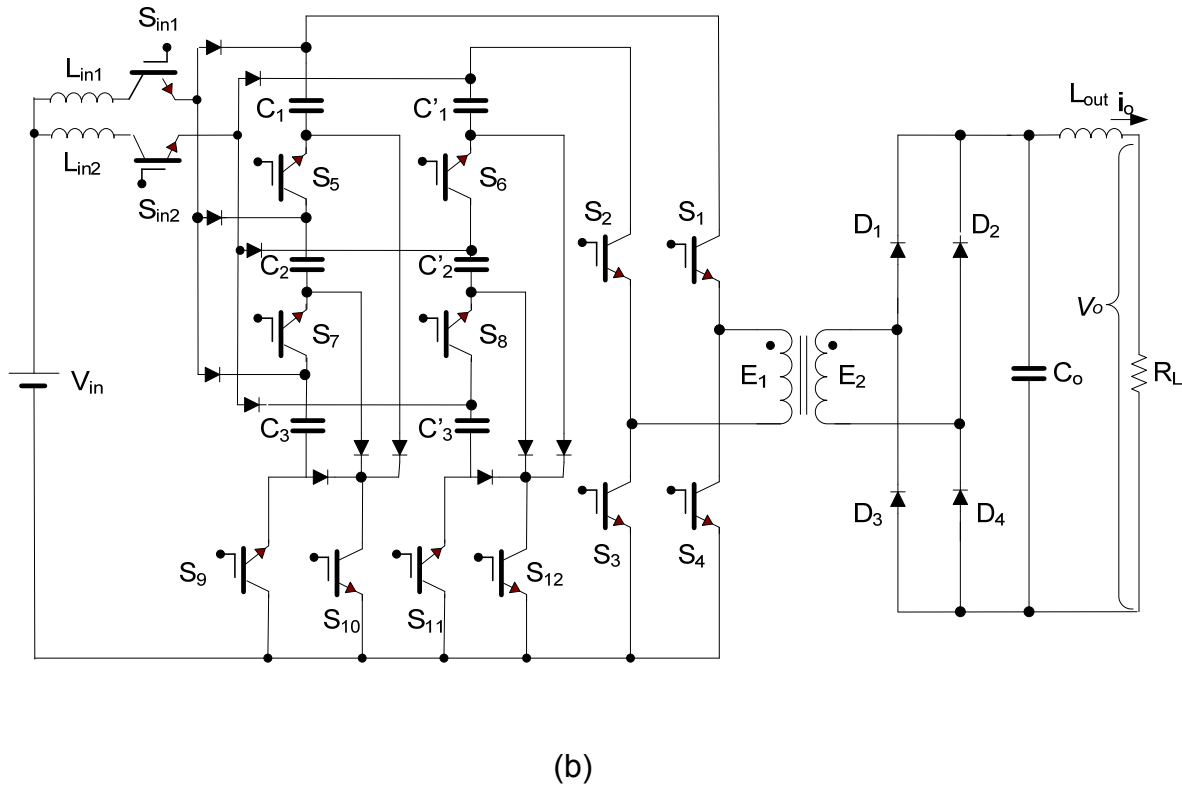


Figura 5.2.1. (a) Sistema híbrido, (b) Convertidor unidireccional propuesto.

Como se puede observar en la Figura 5.2.1.(b), Los elementos más significativos en el circuito de entrada son: dos ramas de condensadores, un puente completo de IGBTs, (S_1 , S_3 , S_2 , S_4) y dos inductores. El circuito de salida se compone de un puente de diodos y el filtro R_L [109]. Para la unión de ambos circuitos se ha usado un transformador de alta frecuencia. El ciclo de trabajo (D) de los IGBTs toma valores en el rango ($0.1 \leq D \leq 0.5$) de T . Este tipo de convertidor es útil para aplicaciones que requieran de altas potencias y elevadas tensiones, En la Figura 5.2.1.(b), los diodos se identifican con la letra D y los transistores con la letra S .

La tensión en el transformador será $E_1 = 3 V_{in}$.

El estudio se realizará asumiendo los siguientes supuestos: tanto los IGBTs como el transformador se suponen ideales, los componentes pasivos se tratarán como lineales y la impedancia de salida de la fuente de tensión de entrada V_{in} se considera nula, para sus componentes continua y alterna. Con estas hipótesis, los cálculos son más sencillos y los resultados obtenidos válidos.

- Inductancia del bobinado primario del transformador

Como el convertidor es elevador, se cumple que:

$$\bar{E}_1 = 3V_{in} = L_{1T} \left(di_{L_{1T}} / dt \right) \quad (5.2.1)$$

Por tanto, la corriente que circula por el bobinado L_{1T} en el intervalo $[0-DT]$ contenido en el primer semiperiodo es:

$$i_{L_1}(DT) = 1/L_{1T} \int_0^{DT} 3V_{in} dt + i_{L_{1T}}(0) = \frac{3V_{in}}{L_{1T}} DT + i_{L_{1T}}(0) \quad (5.2.2)$$

El valor del rizado pico a pico de la corriente en el bobinado del primario del transformador es:

$$\Delta i_{L_{1T}} = i_{L_{1T}}(DT) - i_{L_{1T}}(0) = \frac{3V_{in}}{L_{1T}} D \cdot T \quad (5.2.3)$$

Teniendo en cuenta los valores extremos de los parámetros que aparecen en (5.2.3), el valor mínimo de la inductancia del bobinado del primario del transformador (L_{1min}) se obtiene según:

$$L_{1T} \geq L_{1T \min} = \frac{3V_{in(max)}}{\Delta i_{L_{1T}(max)}} D_{\min} T_{\max} \quad (5.2.4)$$

Por tanto, el valor a elegir de L_{1T} debe ser superior a L_{1min} , obtenido en (5.2.4), donde $V_{in(max)}$ será la máxima tensión de la fuente de alimentación y $\Delta i_{L_{1T}(max)}$ el máximo valor de pico de corriente en el bobinado del primario del transformador.

- Inductancia de la bobina del filtro.

La tensión en el bobinado del secundario del transformador en la etapa de salida es $E_2=(3V_{in}/m)$, si D_1 y D_4 o D_2 y D_3 están conduciendo, La tensión en L_f es:

$$V_{L_f} = E_2 - V_o = \frac{3V_{in}}{m} - V_o = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} \quad (5.2.5)$$

La corriente a través de L_f es

$$i_{L_f}(t) = 1/L_f \int_0^t \left(\frac{3V_{in}}{m} - V_0 \right) dt = \frac{\left(\frac{3V_{in}}{m} - V_0 \right) t}{L_f} + i_{L_f}(0) \quad (5.2.6)$$

Por tanto, la corriente a través de L_f en el instante (DT) es

$$i_{L_f}(DT) = \frac{\left(\frac{3V_{in}}{m} - V_0 \right) D \cdot T}{L_f} + i_{L_f}(0) \quad (5.2.7)$$

Donde $i_{L_f}(0)$ es la corriente inicial a través de la bobina L_f en el tiempo $t=0$. Considerando que en cada periodo el transformador se conecta dos veces a la entrada (en un semiperiodo, a una rama de condensadores y en el otro, a la otra rama de condensadores), como $V_0 = E_2 \cdot 2D$ y $E_2 = (3V_{in}/m)$, entonces $V_0 = (3V_{in}/m) \cdot 2D$, luego $(3V_{in}/m) = V_0/2D$. Por lo tanto, sustituyendo la última igualdad en (5.2.7), la corriente de rizado a través de L_{out} es,

$$\Delta i_{L_f} = i_{L_f}(DT) - i_{L_f}(0) = \frac{\left(\frac{3V_{in}}{m} - V_0 \right) DT}{L_f} = \frac{\left(\frac{V_0}{2D} - V_0 \right) DT}{L_f} = \frac{V_0 T (0.5 - D)}{L_f} \quad (5.2.8)$$

Por otro lado, la corriente de salida del convertidor es $I_o = (V_o/R_L)$, siendo el valor de R_L variable. Cuando R_L alcanza un valor tal que $i_{L_f}(0)$ en (5.2.7) es nula, esta resistencia será la máxima resistencia de carga que puede conectarse al convertidor (R_{Lmax}). En esta situación, la corriente de salida es $I_{o(min)}$ y el convertidor trabajará al límite entre el modo de conducción continuo y el modo de conducción discontinuo. Además, se observa que, la corriente media de salida durante un período del convertidor en este límite (en la frontera) es $\bar{I}_{oB} = I_{op(min)}/2 = (V_o/R_{Lmax})$. Por consiguiente, cuando R_{Lmax} se conecta al convertidor y teniendo en cuenta (5.2.8),

$$\bar{I}_{oB} = \frac{I_{op(min)}}{2} = \frac{V_0}{R_{Lmax}} = \frac{\Delta i_{L_f(max)}}{2} = \frac{V_o T (0.5 - D_{min})}{2L_{f(min)}} \quad (5.2.9)$$

La mínima inductancia de la bobina del filtro de salida será:

$$L_f \geq L_{f(\min)} = \frac{V_o T(0.5 - D_{\min})}{2\bar{I}_{outB}} = \frac{R_{L_{\max}}}{2} T(0.5 - D_{\min}) = \frac{R_{L_{\max}}(0.5 - D_{\min})}{2f_c} \quad (5.2.10)$$

Por tanto, el valor de inductancia que se debe seleccionar para la bobina del filtro, que evita que el convertidor trabaje en modo de conducción discontinuo, depende entre otros parámetros, de la resistencia máxima de carga que puede conectarse a la salida del convertidor. La impedancia seleccionada debe ser mayor que el valor obtenido en (5.2.10).

- Capacidad del condensador del filtro.

Otro componente clave a la hora de obtener corriente y tensión de calidad a la salida del convertidor es el condensador del filtro. El esquema del filtro se muestra en la Figura 5.2.2. El condensador ha sido modelado por su capacidad C_0 y su resistencia serie equivalente r_c . El filtro se debe diseñar teniendo en cuenta que la impedancia de la rama capacitiva debe ser mucho más pequeña que la impedancia de la rama inductiva. Cuando el convertidor está funcionando en modo continuo, en la rama del condensador solo circula la componente de alterna (CA) de la corriente (corriente de rizado a través del condensador). Observando la Figura 5.2.2. (a) y aplicando la primera ley de Kirchhoff al nudo A se tiene,

$$(I_{CC} + i) = i_c + (I_{oCC} + i_{L_f}) \quad (5.2.11)$$

Como en la rama del condensador la componente de CC no circula, se cumple que $I_{CC} = I_{oCC}$. Entonces (5.2.11) se transforma en,

$$i = i_c + i_{L_f} \quad (5.2.12)$$

Considerando que E_2 , tensión de salida, tiene un valor casi constante en los intervalos $[0, DT]$ y $[(T/2), (T/2) + DT]$ y teniendo en cuenta que la componente de CA es mucho mayor en la rama del condensador que en la rama de la bobina, se obtiene que la componente de CA de la corriente “i” que entra al filtro en el intervalo $(0-DT)$ y la corriente “ i_c ” que circula por la rama del condensador

tienen una forma similar. Las corrientes que aparecen en la expresión (5.2.12) son componentes de CA (corriente de rizado a través del condensador y la bobina). Por otro lado, cuando el convertidor funciona en modo continuo se cumple que $v_c(0)=v_c(T/2)=v_c(T)$. Pues son instantes en los que la tensión en los extremos del condensador es mínima, ya que se sitúan justo detrás de periodos en los que se produce la descarga parcial del condensador. Para el intervalo $(0 < t \leq DT)$ y analizando la Figura 5.2.2.(c) (que muestra el valor de 'i', considerando constante E_2 durante el periodo $(0 < t \leq DT)$ y (5.2.12), la corriente de la rama del condensador es,

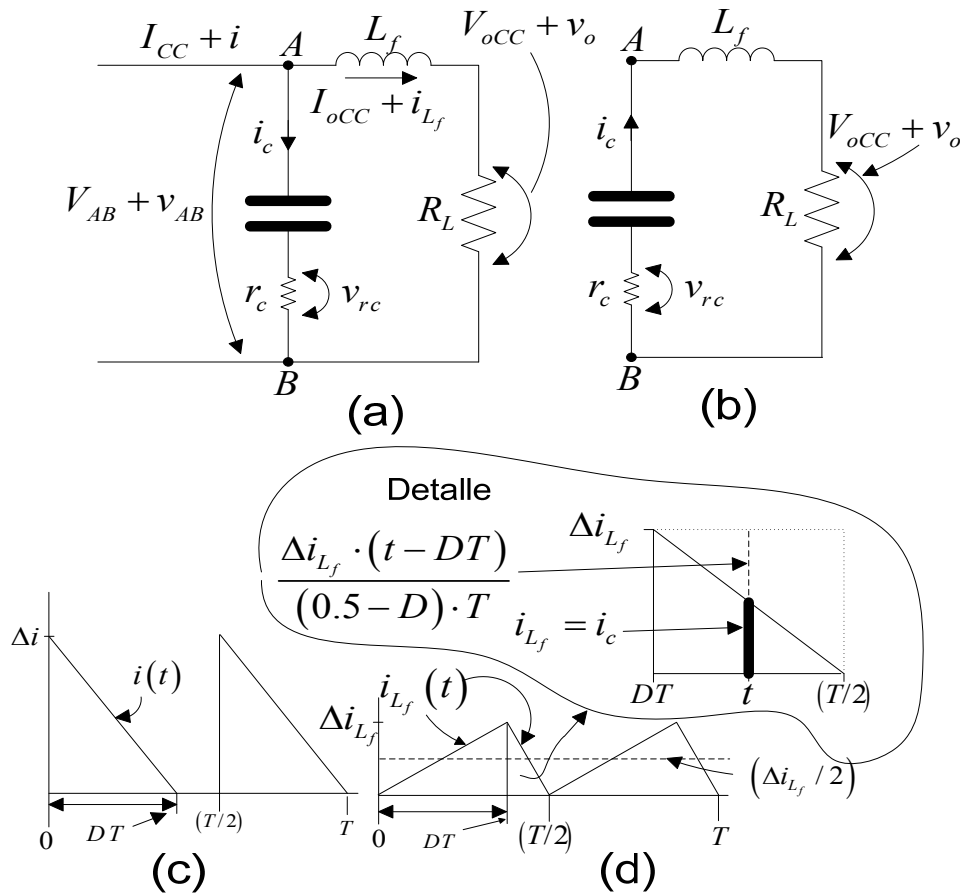


Figura 5.2.2. Esquema del filtro, (a) con los IGBTs S_1 y S_3 o S_2 y S_4 conectados y cargando el condensador del filtro, (b) con S_1 y S_3 o S_2 y S_4 desconectados y descargando el condensador del filtro, (c) gráfico teórico de 'i', (d) gráfico y detalle de i_L ,

$$i_c = i - i_{L_f} = \left(\Delta i - \frac{\Delta i}{DT} t \right) - \frac{\Delta i_{L_f}}{2} \quad (5.2.13)$$

la caída de tensión debido a la componente de CA en r_c es:

$$v_{r_c} = r_c i_c = r_c \cdot \left[\left(\Delta i - \frac{\Delta i}{DT} t \right) - \frac{\Delta i_{L_f}}{2} \right] \quad (5.2.14)$$

La componente de tensión de CA en el condensador es

$$v_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt = \frac{1}{C} \int_0^t \left[\left(\Delta i - \frac{\Delta i}{DT} t \right) - \frac{\Delta i_{L_f}}{2} \right] dt ;$$

La componente de tensión de CA en el condensador durante el intervalo $(0 < t \leq DT)$ es,

$$v_c = \frac{1}{C} \left[\left(\Delta i \cdot t - \frac{\Delta i}{2DT} t^2 \right) - \frac{\Delta i_{L_f}}{2} t \right]_0^{DT} ; \quad v_c = \frac{1}{C} \left(\frac{\Delta i}{2} - \frac{\Delta i_{L_f}}{2} \right) \cdot DT - v_c(0) \quad (5.2.15)$$

en $t=0$ se cumple que $v_c(0)=0$, desde este instante, el condensador se carga y puede alcanzar un estado estacionario.

La diferencia de potencial entre los nudos A y B (v_{AB}) es, $v_{AB}=v_{rc}+v_c$. Si la expresión de v_{AB} se deriva con respecto al tiempo, entonces se obtiene el valor mínimo de v_{AB} , después se obtiene la expresión del tiempo para el cual se produce el valor mínimo v_{AB} (5.2.16). El valor mínimo de v_{AB} se obtiene en $t=0$. En ese mismo instante se produce el máximo valor de v_{rc} y el mínimo valor de $v_c = v_c(0)=0$. Por lo tanto, igualando a cero (5.2.16), se calcula el mínimo valor de capacidad del condensador del filtro (5.2.17),

$$t = (DT - r_c \cdot C) \frac{DT \Delta i_{L_f}}{2 \Delta i} \quad (5.2.16) \quad C = \left(D \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta i_{L_f}}{\Delta i} \right) \cdot T \right) / r_c \quad (5.2.17)$$

Considerando que $\Delta i_{Load} \ll \Delta i$, la expresión (5.2.17) se puede simplificar. Además, calculando el valor de C correspondiente a D_{max} cuando el convertidor conduce en $0 < t \leq DT$ o $T/2 < t \leq T/2 + DT$, se obtiene,

$$C_{min(on)} = \frac{D_{max} T}{r_c} = \frac{D_{max}}{r_c f_c} \quad (5.2.18)$$

Teniendo en cuenta el intervalo $[DT < t \leq (T/2)]$, cuando los IGBTs (S_1, S_2, S_3, S_4) están inactivos, parte de la energía almacenada en el condensador y parte de la energía almacenada en la bobina se descargan, para mantener el flujo de corriente en la carga. El circuito equivalente de este proceso se muestra en la Figura 5.2.2.(b). En este proceso, la corriente que sale del condensador y que circula por la bobina es la misma. Observando el detalle de la Figura 5.2.2.(d), la corriente que sale del condensador se obtiene en el intervalo estudiado, siendo esta,

$$i_c = \Delta i_{L_f} - \frac{\Delta i_{L_f} (t - DT)}{(0.5 - D)T} \quad (5.2.19)$$

La caída de tensión en la resistencia es,

$$v_{rc} = r_c i_c = r_c \Delta i_{L_f} \left[1 - \frac{(t - DT)}{(0.5 - D)T} \right] \quad (5.2.20)$$

y la componente de CC de tensión entre los terminales del condensador es,

$$v_c = \frac{1}{C} \int_{DT}^t \Delta i_{L_f} \left[1 - \frac{(t - DT)}{(0.5 - D)T} \right] dt = \frac{\Delta i_{L_f}}{2C} \left[\frac{-t^2 + 2DTt - D^2T^2}{(0.5 - D)T} - 2DT + 2t \right] \quad (5.2.21)$$

Sumando las expresiones (5.2.20) y (5.2.21), y derivando la suma de las expresiones, se obtiene,

$$\frac{dv_{AB}}{dt} = -r_c \frac{\Delta i_{L_f}}{(0.5 - D)T} + \frac{\Delta i_{L_f}}{2C} \left[\frac{-2t + 2DT}{(0.5 - D)T} + 2 \right] \quad (5.2.22)$$

Si se aplica a la expresión (5.2.22) la segunda derivada, se obtiene un valor negativo. Por lo tanto, este valor cuando la primera derivada es cero es un máximo. Por otro lado, igualando la primera derivada a cero, el tiempo cuando se obtiene el máximo de v_{AB} se podrá expresar como,

$$t_{\max} = 0.5T - r_c \cdot C \quad (5.2.23)$$

El valor máximo de v_{AB} será igual al valor máximo de v_c si $t_{max}=DT$. Esto ocurrirá para una capacidad mínima de,

$$C_{\min(off)} = \frac{(0.5-D_{\min})T}{r_{c\max}} = \frac{(0.5-D_{\min})}{f_c r_{c\max}} \quad (5.2.24)$$

Teniendo en consideración (5.2.18) y (5.2.24), que son los mínimos valores obtenidos para el condensador, se obtiene,

$$C \geq C_{\min} = \max \left[\frac{D_{\max}}{f_{c\min} r_{c\max}}, \frac{(0.5-D_{\min})}{f_{c\min} r_{c\max}} \right] \quad (5.2.25)$$

El valor de r_c debe ser pequeño, puesto que incrementa la tensión de rizado en la carga. El conjunto de valores válidos para r_c está comprendido entre 0,1Ω y 1Ω. Para calcular la capacidad C_o se utiliza (5.2.25).

- *Obtención del rango de valores del ciclo de trabajo (D).*

Despreciando las corrientes de magnetización del transformador, la corriente de entrada al convertidor se puede aproximar mediante,

$$\bar{I}_{in} \approx (\bar{I}_{S1} + \bar{I}_{S2}) \cdot n \approx \begin{cases} (I_{oCC}/m), & \text{for } 0 < t \leq DT \text{ o } (T/2) < t \leq (T/2) + DT \\ 0, & \text{for } DT < t \leq (T/2) \text{ o } (T/2) + DT < t \leq T \end{cases}$$

Por lo tanto, la componente de CC de la corriente es,

$$I_{inCC} = \frac{n}{T} \left[\int_0^{DT} I_{S1} + \int_{(T/2)}^{(T/2)+DT} I_{S2} \right] dt = \frac{2n}{T} \int_0^{DT} \frac{I_{oCC}}{m} dt = \frac{2nDI_{oCC}}{m}$$

entonces, la función de transferencia de corriente válida para el convertidor, con pérdidas y sin pérdidas, es

$$M_{ICC} = \frac{I_{oCC}}{I_{inCC}} = \frac{m}{2nD} \quad (5.2.26)$$

Por otro lado, la eficiencia del convertidor, teniendo en cuenta (5.2.26) se expresa según,

$$\rho = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{V_{oCC} I_{oCC}}{V_{in} I_{inCC}} = \frac{m M_{VCC}}{2nD} \quad (5.2.27)$$

de (5.2.27) se pueden obtener los valores del ciclo de trabajo, determinando la función de transferencia $M_{VCC} = (V_{oCC}/V_{in})$ y eligiendo un valor para ρ ,

$$D = \frac{m V_{oCC}}{2n \rho V_{in}} \quad (5.2.28) \quad M_{VCC} = \frac{2Dn\rho}{m} \quad (5.2.29)$$

La expresión (5.2.29) se muestra en la Figura 5.2.3.(c), con ($n=1$), ($0 < D < 0.5$), ($0.05 < m < 1$), para obtener el valor de M_{VCC} teórico, hay que multiplicar el valor obtenido en la gráfica por el número de condensadores de una rama.

Para el cálculo de la capacidad C_R de los condensadores de cada una de las ramas del circuito de entrada, que tienen como misión elevar (triplicar) la tensión de entrada al convertidor. En (5.2.30) se realiza un balance energético entre la energía almacenada en una rama de condensadores y la energía consumida por la carga, durante un semiperiodo,

$$n \cdot \rho \cdot \frac{1}{2} C_R V_{in}^2 = V_{oCC \max} I_{oCC \max} \left(\frac{1}{2f_c} \right) \quad (5.2.30)$$

obteniéndose una capacidad C_R de cada condensador.

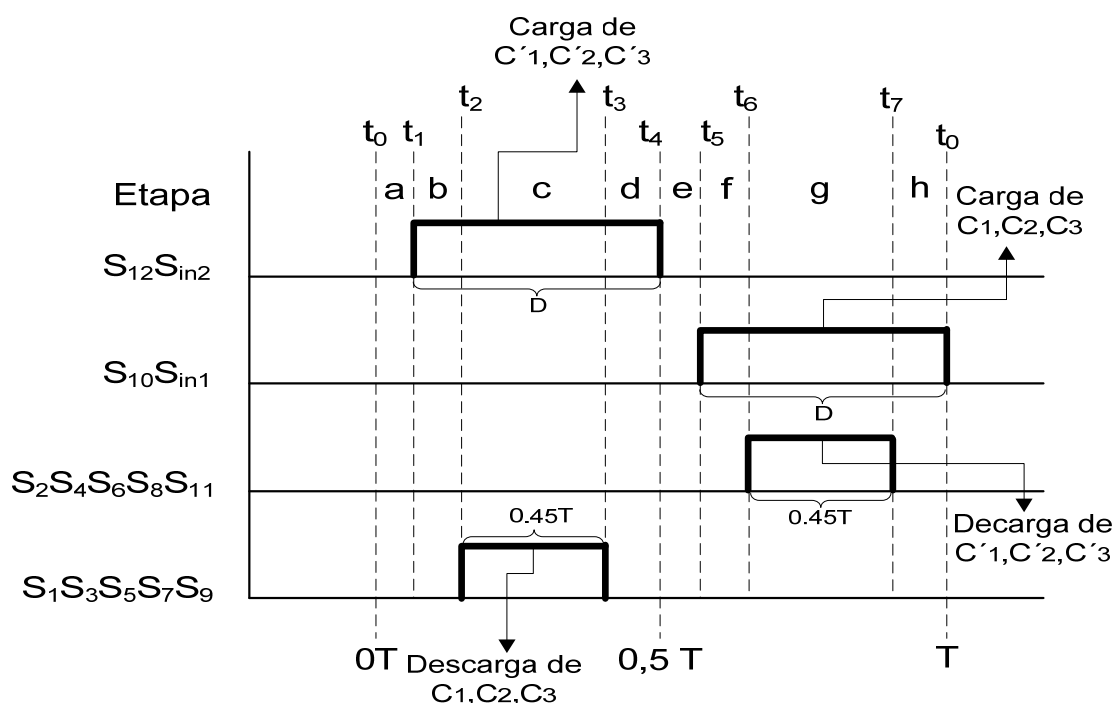
$$C_1 = C_2 = C_3 = C'_1 = C'_2 = C'_3 \geq C_R = \frac{V_{oCC \max} I_{oCC \max}}{n \rho f_{c \max} V_{in \min}^2} \quad (5.2.31)$$

5.2.2.- Funcionamiento del circuito

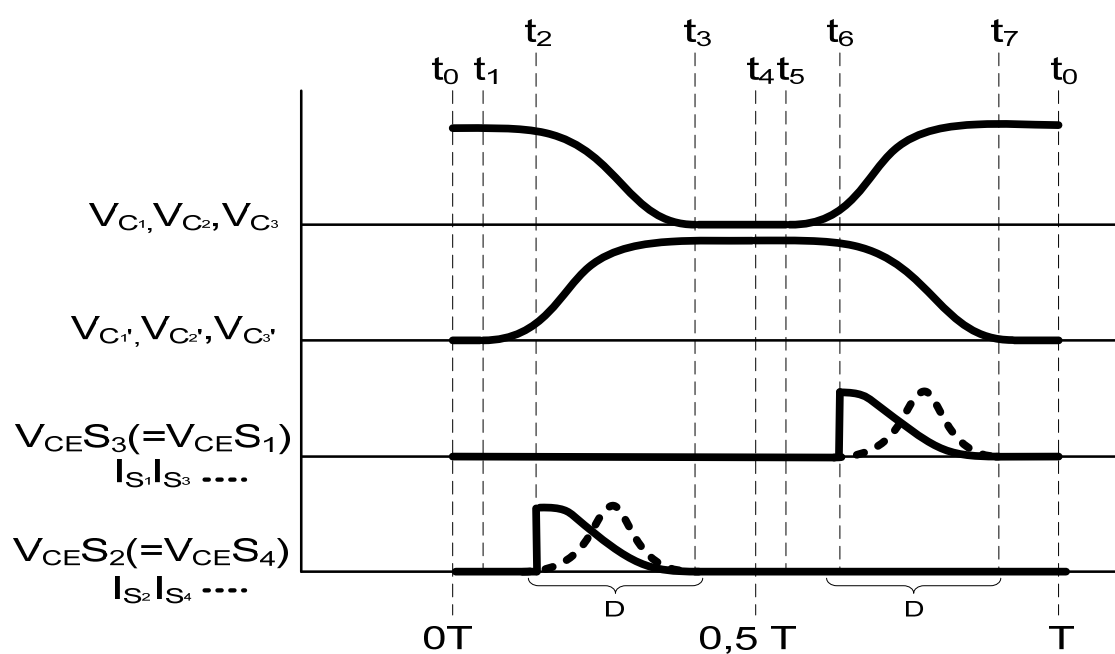
El convertidor objeto de estudio funciona como elevador unidireccional. La Figura 5.2.3.(a) muestra el ciclo de trabajo y la Figura 5.2.4. indica las diferentes etapas de trabajo, así como los componentes activos en cada una de ellas.

El análisis de funcionamiento del circuito en modo continuo comienza con los condensadores C_1 , C_2 y C_3 cargados, ya que estos han sido cargados con anterioridad en otra etapa del ciclo. Para realizar la carga de cada rama de

condensadores, los IGBTs S_{in2} y S_{12} son conectados en el primer semiperiodo y S_{in1} y S_{10} se conectan durante el segundo semiperiodo, (cuando S_{in2} y S_{12} están conectados, S_{in1} y S_{11} están desconectados y viceversa).



(a)



(b)

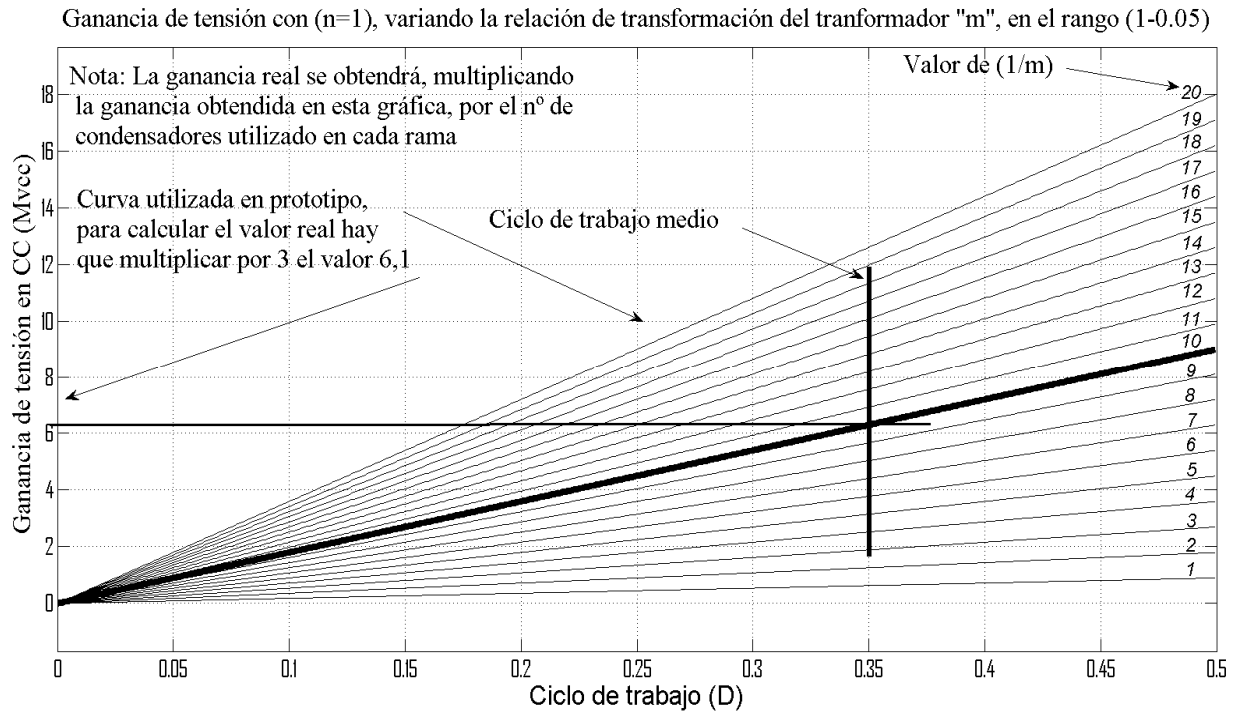


Figura 5.2.3. (a) Diagrama de funcionamiento, (b) Señales del convertidor, (c) Ganancia de tensión.

Etapa "a" [$t_0 \leq t < t_1$]: todos los componentes del convertidor están inactivos. Una vez que el convertidor funciona en modo continuo, los condensadores C_1 , C_2 , y C_3 estarán cargados con una carga inicial, ya que éstos han sido cargados en la etapa "g" del semiperiodo anterior.

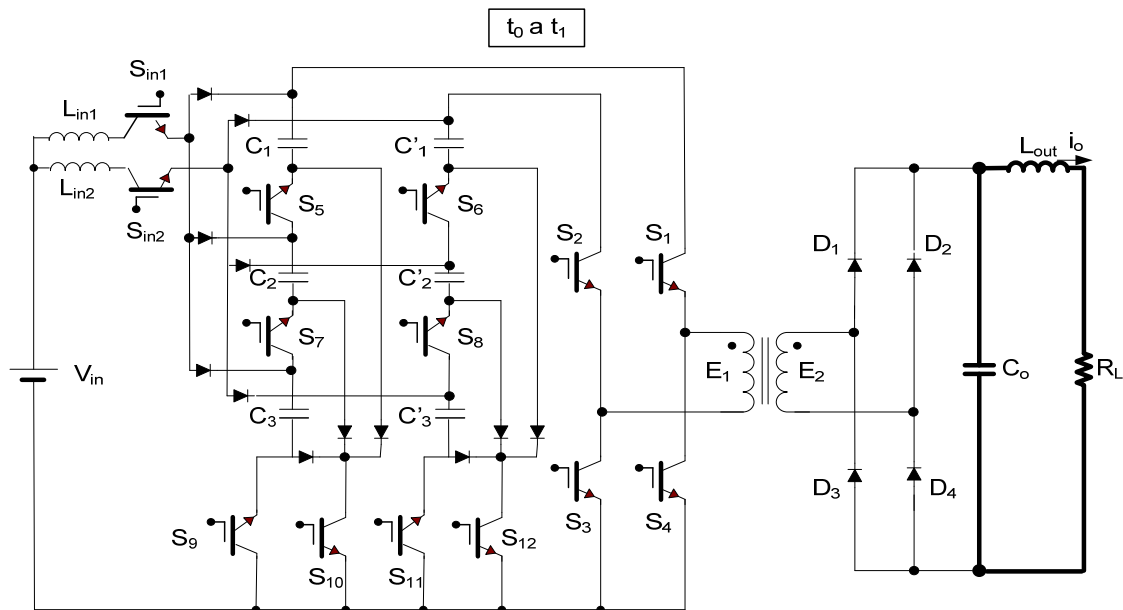


Figura 5.2.4. (a) Etapa de trabajo "a".

Etapa “b” [$t_1 \leq t < t_2$]: El convertidor inicia la carga de los condensadores C'_1 , C'_2 y C'_3 , en t_1 se conectan los IGBTs S_{in2} y S_{12} , la conexión de estos IGBTs es suave, ya que la conexión se produce a corriente cero, esto es debido a la inductancia L_{in2} .

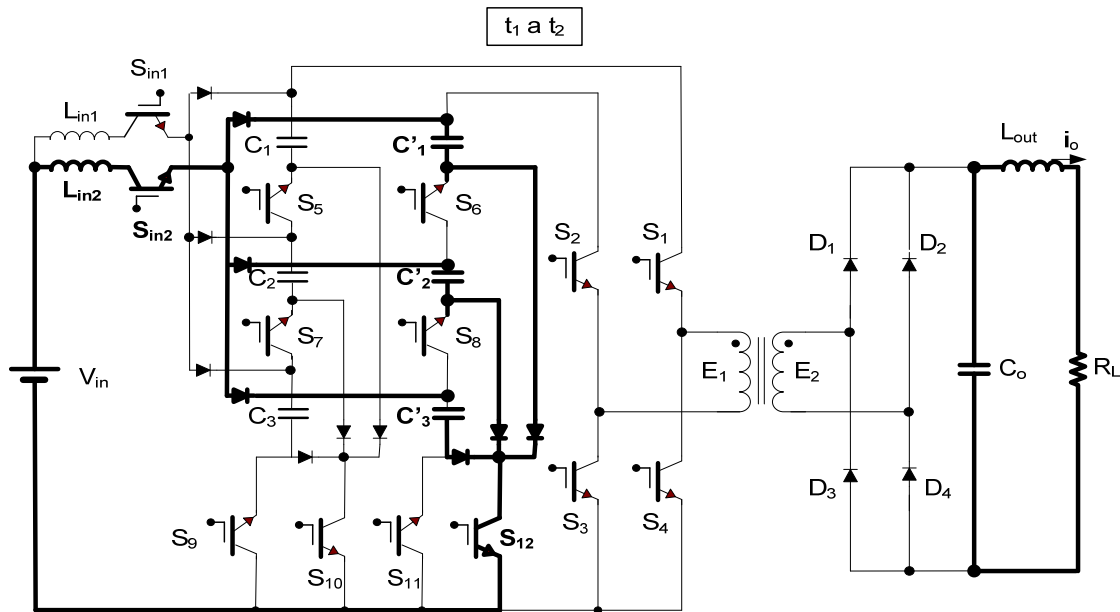


Figura 5.2.4. (b) Etapa de trabajo “b”.

Etapa “c” [$t_2 \leq t < t_3$]: Los condensadores C_1 , C_2 y C_3 están cargados con una carga inicial, ya que estos fueron cargados durante las etapas “f”, “g” y “h” del periodo anterior. En el instante t_2 se conectan S_1 , S_3 , S_5 , S_7 y S_9 a corriente cero, entonces los condensadores C_1 , C_2 y C_3 comienzan a descargarse a través del circuito que forman los transistores S_1 , S_3 , S_5 , S_7 y S_9 y el transformador. En t_3 los condensadores ya se han descargado. En esta etapa, en el circuito de salida, los diodos D_1 y D_4 están conduciendo. La corriente de salida del convertidor se filtra mediante C_o y L_{out} .

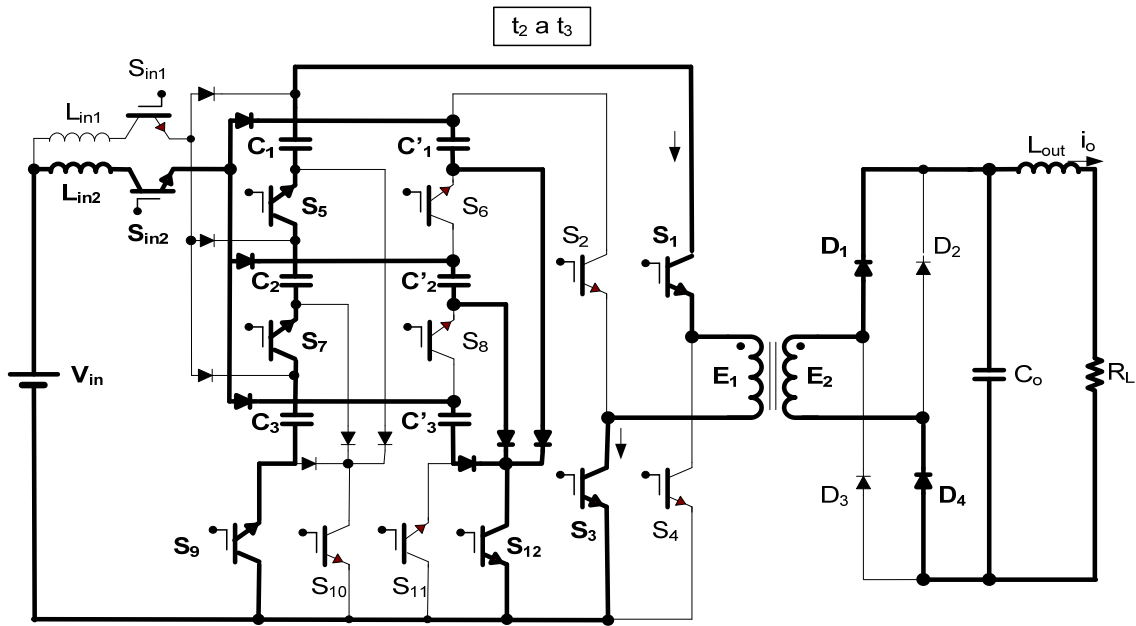


Figura 5.2.4. (c) Etapa de trabajo "c"

Etapa "d" [$t_3 \leq t < t_4$]: en t_3 , S_1 , S_3 , S_5 , S_7 y S_9 se desactivan, esta desconexión en suave, ya que cuando esta se produce, la energía que hay en el campo magnético del bobinado del transformador es cero o próxima a cero y los condensadores de esta rama se han descargado en su totalidad.

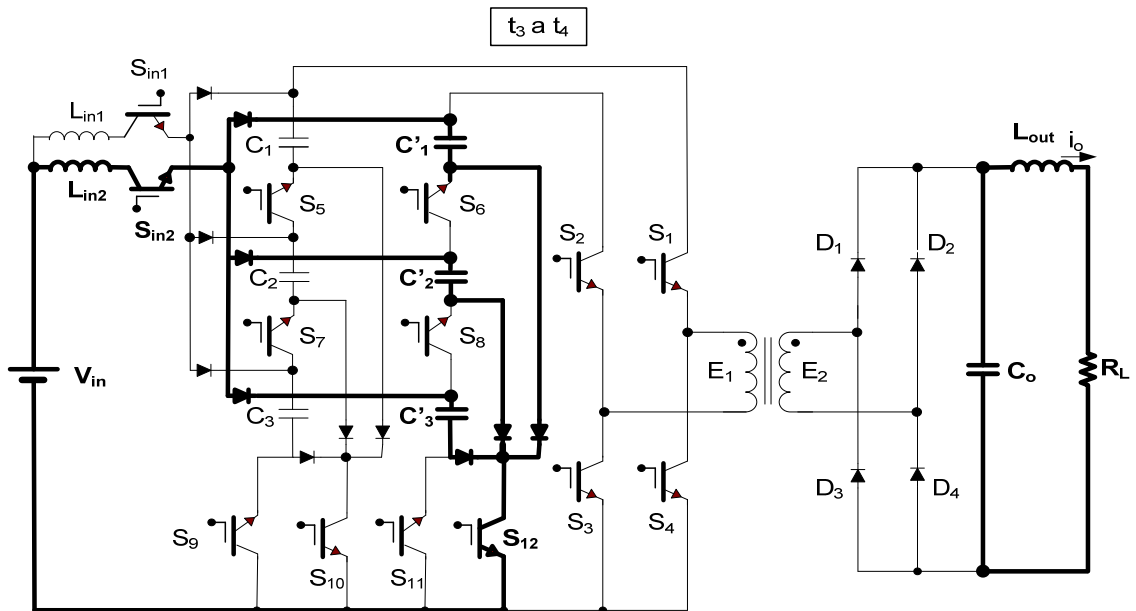


Figura 5.2.4. (d) Etapa de trabajo "d"

En t_4 termina la carga de los condensadores C'_1 , C'_2 , y C'_3 , también se produce la desconexión de los IGBTs S_{12} y S_{in2} , esta desconexión se produce a tensión

ceros, ya que los condensadores se han cargado a la tensión de la fuente. En el circuito de salida del convertidor, parte de la energía almacenada en L_{out} y en el condensador se usa para mantener el flujo de corriente en la carga. Esto ocurre en el circuito C_o , L_{out} , R_L .

Etapa “e” [$t_4 \leq t < t_5$]: Esta etapa es de transición entre los dos semiperiodos, la rama de condensadores C'_1 , C'_2 , y C'_3 , ha quedado cargada para su posterior descarga.

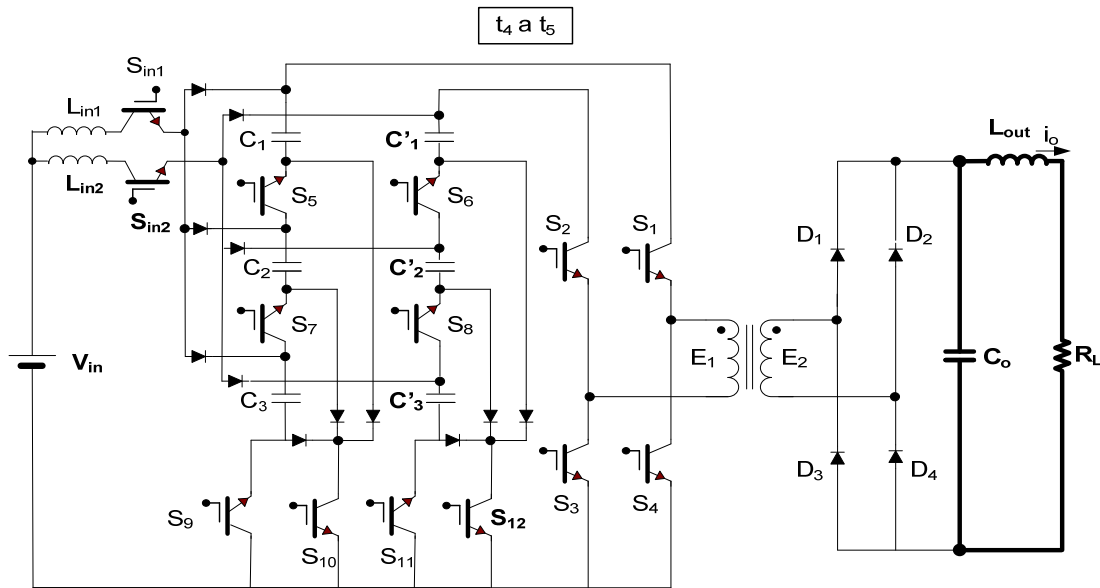


Figura 5.2.4. (e) Etapa de trabajo “e”

Etapa “f” [$t_5 \leq t < t_6$]: en t_5 , los IGBTs S_{in1} y S_{10} se activan para permitir el paso de corriente hasta los condensadores C_1 , C_2 , y C_3 . La conexión de S_{in1} y S_{10} es suave, se ejecuta a corriente cero, debido a la autoinducción de la bobina L_{in1} . La carga de esta rama de condensadores se produce durante las etapas “f”, “g”, “h”.

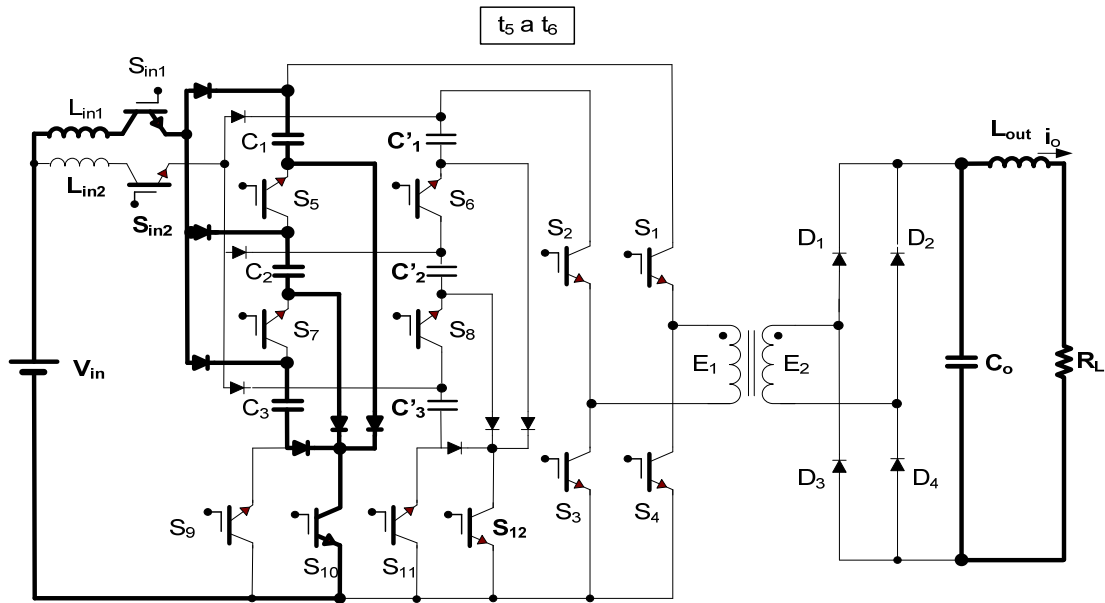


Figura 5.2.4. (f) Etapa de trabajo “f”

Etapa “g” [$t_6 \leq t < t_7$]: en t_6 , S_2 , S_4 , S_6 , S_8 y S_{11} se activan, Esta conexión se produce a corriente cero, debido a la autoinducción del transformador. Cuando estos transistores se activan, C'_1 , C'_2 y C'_3 comienzan a descargar su energía a través del transformador sobre la carga conectada al bobinado secundario de éste, la descarga de estos condensadores termina en t_7 . La carga de la rama de condensadores C_1 , C_2 y C_3 iniciada en la etapa anterior sigue en proceso. Además, en el circuito de salida, están activos los diodos, D_2 y D_3 .

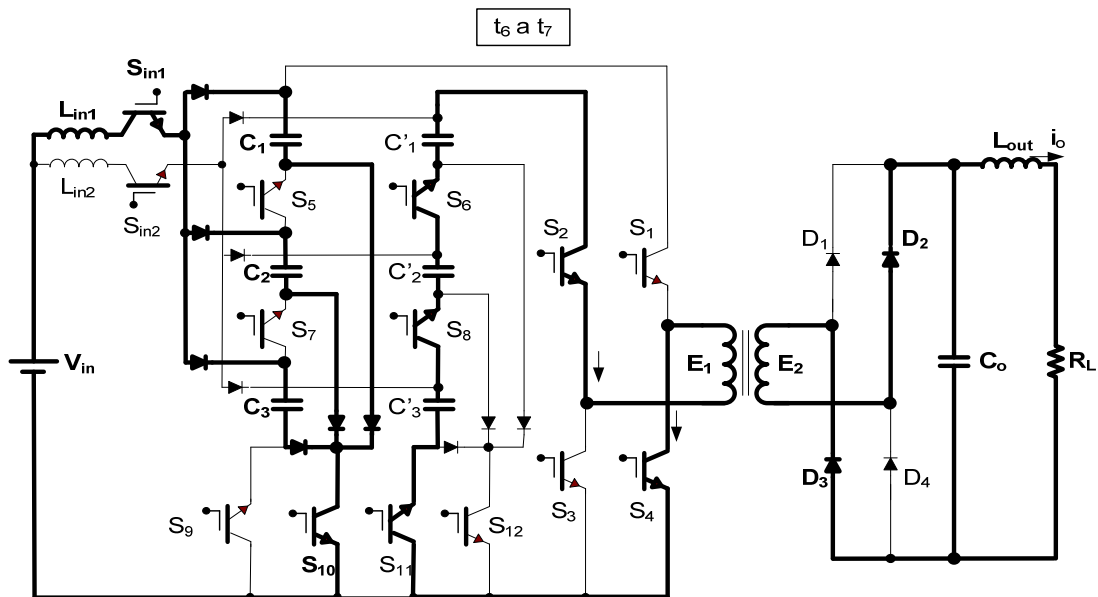


Figura 5.2.4. (g) Etapa de trabajo “g”

Etapa “h” [$t_7 \leq t < t_0$], al final de esta etapa termina el proceso de carga de los condensadores C_1 , C_2 y C_3 . En t_0 se desconectan los IGBTs S_{10} y S_{in1} . Esta desconexión es suave ya que los condensadores se han cargado a la tensión de la fuente.

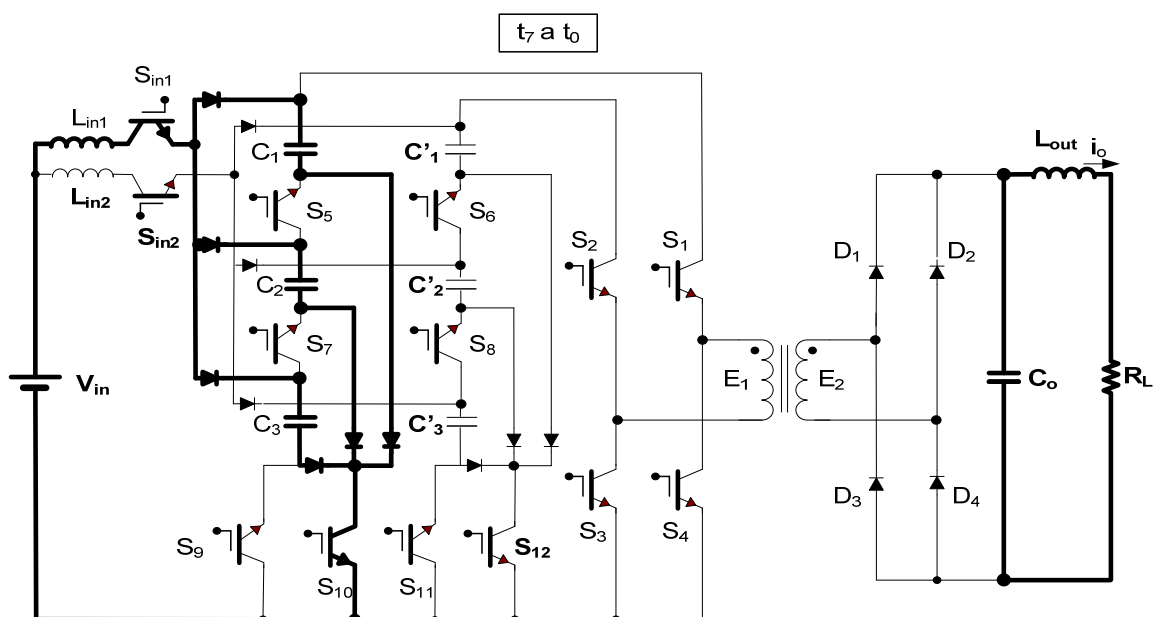


Figura 5.2.4. (h) Etapa de trabajo “h”.

5.2.3. Resultados experimentales

El convertidor propuesto, es un convertidor unidireccional que puede usarse en un sistema híbrido como el mostrado en la Figura 5.2.1.(a), tanto en la pila de combustible como en el panel fotovoltaico. El prototipo presentado en este capítulo se localizaría entre la pila de combustible y la barra de CC. Los datos iniciales se determinan según las necesidades del sistema híbrido. Concretamente, la pila utilizada es una Heliocentris Nexa® 1200, la tensión de salida de la pila de combustible es de 30 V CC, oscilando entre 22 y 36 V. La tensión en el lado de la barra CC debe ser de 500 V CC, la máxima potencia que el convertidor puede transmitir a la barra es de $P_o = 1500 \text{ W}$, ($I_{oCC} = 3 \text{ A}$).

Para elegir los componentes físicos más significativos del convertidor se han utilizado expresiones obtenidas en el epígrafe 5.2.1. Para conseguir conmutación suave en todo el rango de potencia de trabajo (500 – 1500 W), se ha utilizado un PID que controla la frecuencia de conmutación (esta varía en función de la carga aportada por el convertidor). La frecuencia de conmutación oscila el rango (8 – 15 KHz). Para conseguir la tensión deseada a la salida, se ha utilizado otro PID que controla el ciclo de trabajo ($0.24 < D < 0.45$).

Para la ejecución de los cálculos, se admite una relación de rizado de tensión con respecto a la tensión de salida menor del 1%, y una eficiencia mínima para el convertidor $\rho = 90\%$.

En la tabla 5.2.1. se presentan los valores de algunos de los parámetros más significativos del convertidor, (M_{VCC} , m , D , L_f , C_o). El número que hay entre paréntesis indica la expresión utilizada para calcular el parámetro correspondiente. Algunos parámetros (m , L_f , C_o), aparecen dobles, el que está en la celda superior es el calculado con la expresión correspondiente, el de la celda inferior es el valor usado en el prototipo.

$M_{VCC} = (V_0/V_{in})$			m (5.2.26)	D (5.2.28)			L_f (5.2.10)	C_o (5.2.25)
min	nom	máx	0.107	min	nom	máx	2 mH	28.51 μ F
4.62	5.55	7.57	0.1	0.255	0.304	0.42	2.1 mH	30 μ F

Tabla 5.2.1. Parámetros de diseño del convertidor

La mínima inductancia de magnetización del primario del transformador es de $L_{1T} = 65.88 \mu\text{H}$, se ha obtenido usando (5.2.4), considerando un valor permitido para $\Delta I_{L1T(max)} = 50 \text{ A}$, el valor usado en el prototipo es $L_{1T} = 70 \mu\text{H}$.

Utilizando (5.2.31), se obtiene un valor de $C_R = 76.5 \mu\text{F}$, las capacidades $C_1=C_2=C_3=C'_1=C'_2=C'_3=80 \mu\text{F}$

Con estos parámetros y utilizando la técnica de conmutación mostrada en la Figura 5.2.3.(a), se simula el convertidor en Matlab-Simulink para comprobar que el funcionamiento es correcto, así como para hacer los últimos ajustes previos a la implementación del prototipo real.

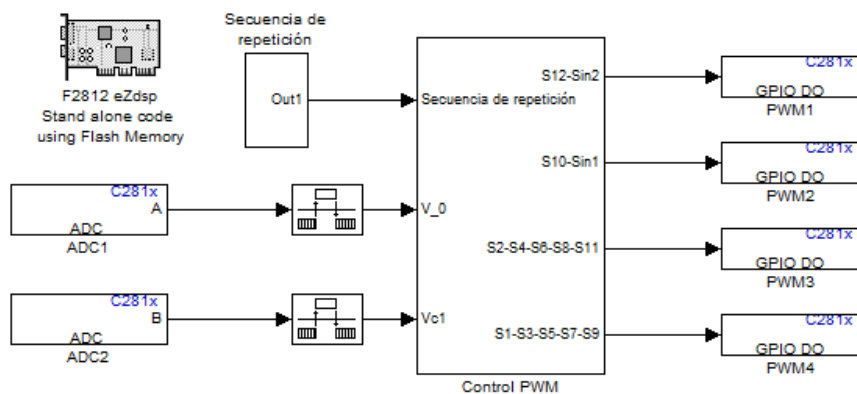
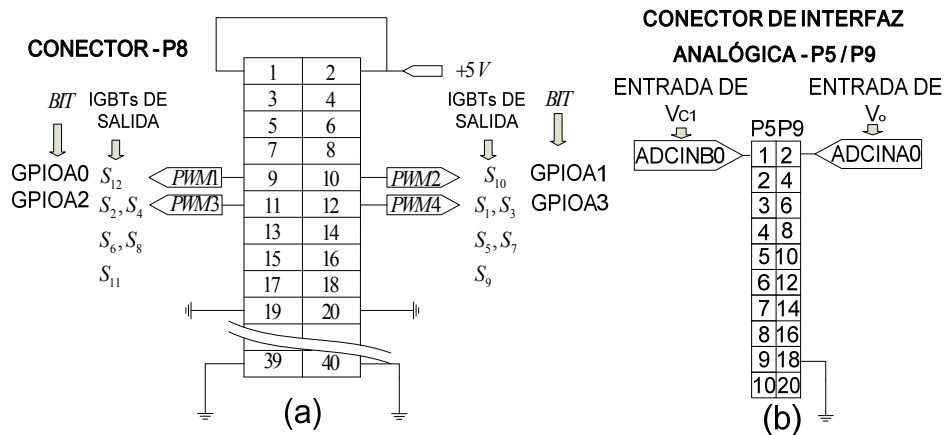
La técnica de conmutación modelada con Matlab-Simulink, se adapta para la tarjeta Spectrum Digital eZdspTMTMS320F2812, Figura 5.2.5.(c,d), se compila generando un código en C y se carga en la DSP del prototipo, Figura 5.2.5.(e). En la Figura 5.2.5.(a), se muestran las salidas digitales utilizadas en la DSP, los BIT asociados a cada salida y los IGBTs que activa cada salida. Los PIDs se han implementado en la DSP junto con el sistema de control, Figura 5.2.5.(d). La realimentación de señal analógica para los PIDs se muestran en la Figura 5.2.5.(b).

Los componentes más significativos utilizados en el prototipo han sido: 4 IGBTs 600V-70A Fairchild Semiconductor con ref-HGTG20N60A4; 10 IGBTs International Rectifier 42A-600V con ref-IRG4PC40KPBF, 12 Diodos 600V 30A IXYS de ref-DSEP30-06B, 4 Diodos 600V 10A IXYS de ref-DHG10I600PM, 6 condensadores 80 μF 220V Kemet, con referencia 080MS22ABMA1RSC, 2 condensadores 68 μF 315V de Nichicon con referencia LGJ2F680MELA15.

Para la construcción del transformador se ha utilizado un núcleo toroidal de material amorfo de “NanoAmorTM”, con referencia MSPCT-04, con un peso de 300 g y unas pérdidas menores de 30 W/kg, a 20 KHz y sometido a un campo de 0.5 T. Los inductores de entrada han sido contruidos con el mismo material con referencia MSLCB-08.

En la Figura 5.2.6. se muestran varias de las medidas tomadas en el convertidor, estas medidas se han tomado con una resistencia de carga de 166 Ω , consumiendo una potencia aproximada de 1500 W. En esta figura se justifica la conmutación suave de todos los IGBTs mediante líneas verticales.

Como se aprecia en la Figura 5.2.6. (a), la conmutación de los IGBTs S_{in1} - S_{in10} y S_{in2} - S_{in12} se produce cuando la corriente por el inductor L_{in1} y L_{in1} es nula. De igual modo, en la Figura 5.2.6. (b), se observa cómo la conmutación de los IGBTs S_1 - S_3 - S_5 - S_7 - S_9 e IGBTs S_2 - S_4 - S_6 - S_8 - S_{11} se produce a corriente y tensión cero.



(c)

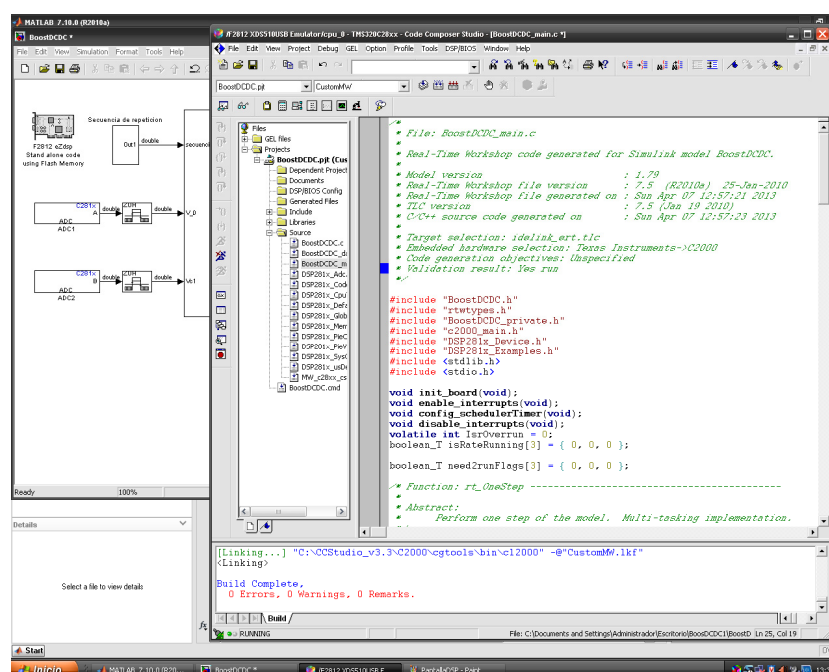
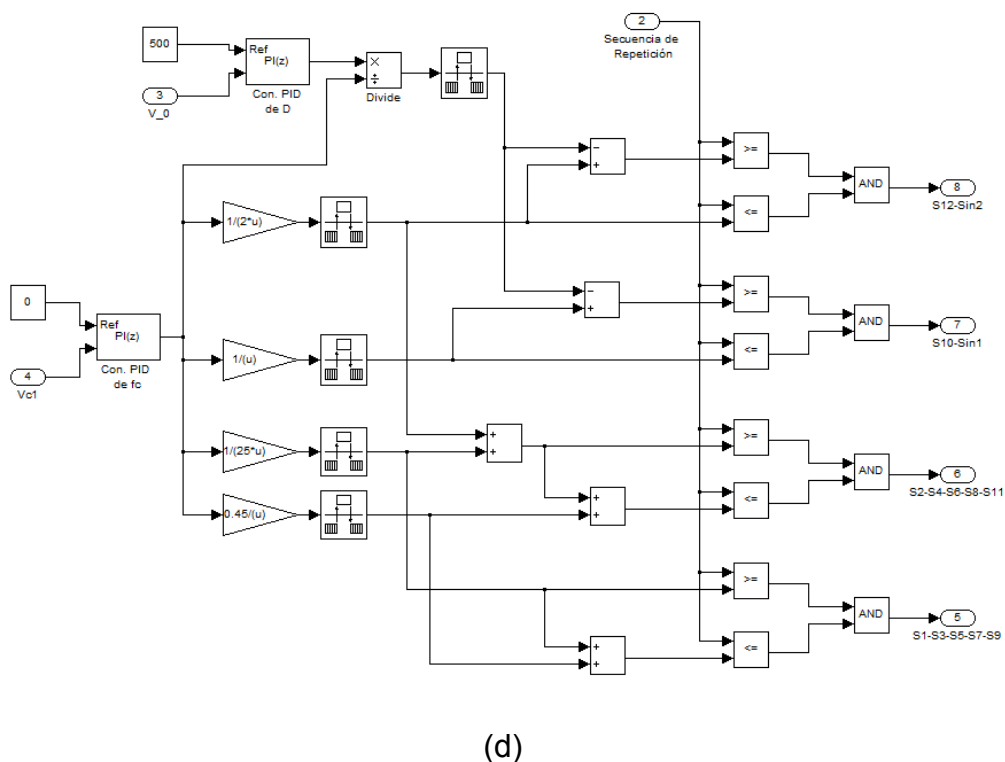


Figura 5.2.5. (a) y (b) Conexión de los módulos P8 y P5/P9 de la Tarjeta Spectrum, (c) Implementación del modelo en la Tarjeta Spectrum, (d) Interior del bloque “control PWM”, (e) Captura de pantalla de CCS, generación y carga del código la DSP.

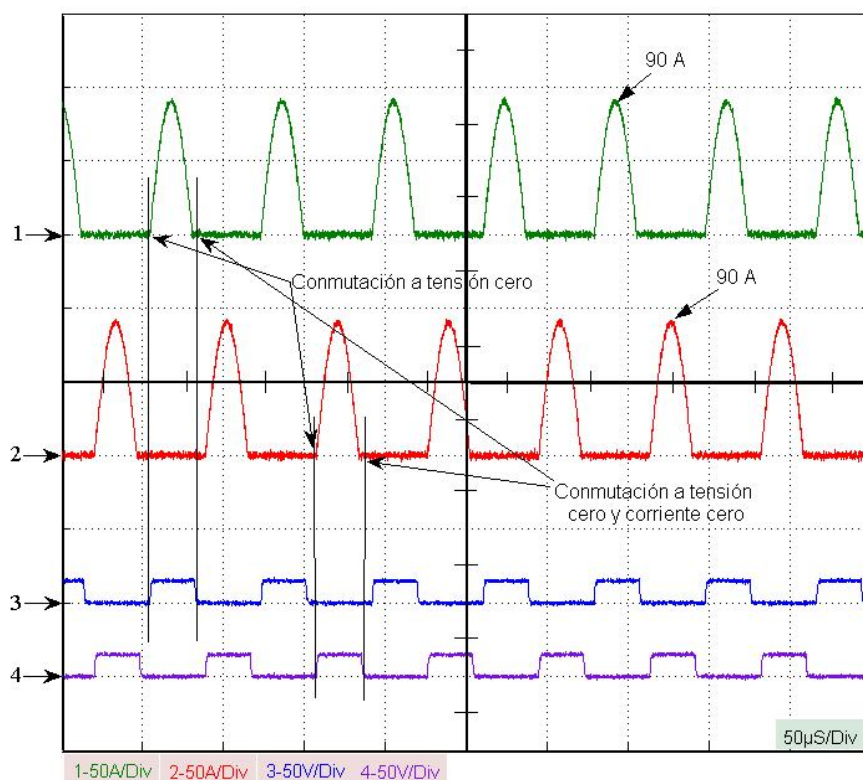


Figura 5.2.6. Señales medidas en el prototipo: (a) Ch1.-Intensidad en el inductor L_{in1} , Ch2.- Intensidad en el inductor L_{in2} , Ch3.- Pulso de puertas de IGBTs S_{in1} - S_{in10} , Ch4.- Pulso de puertas de IGBTs S_{in2} - S_{in12} .

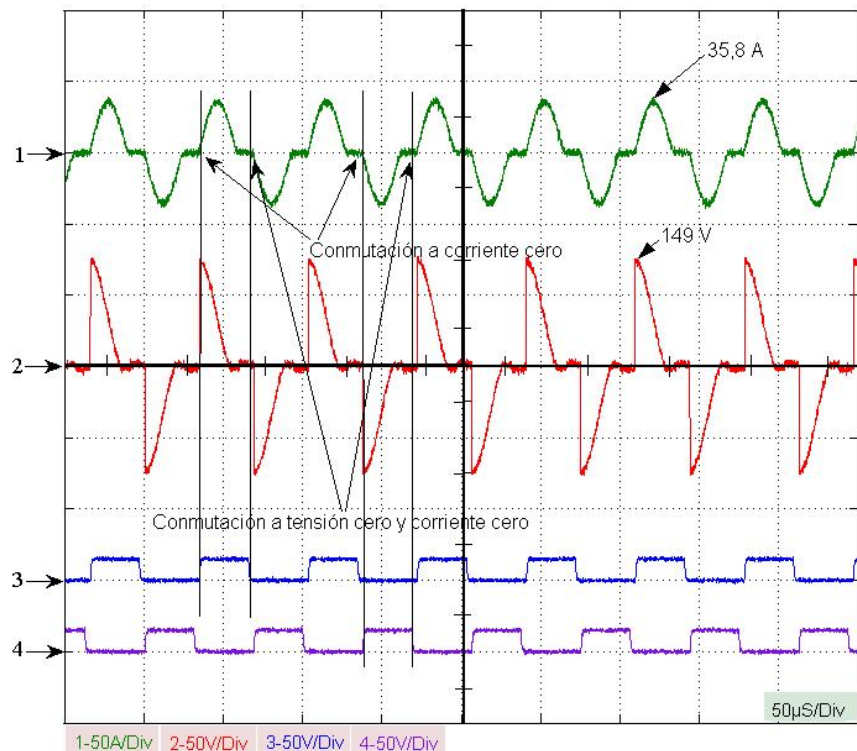


Figura 5.2.6. (b) Ch1.-Corriente en el primario del transformador, Ch2.- Tensión en el primario del Transformador, Ch3.-Pulso de puertas de IGBTs S_1 - S_3 - S_5 - S_7 - S_9 , Ch4.- Pulso de puertas de IGBTs S_2 - S_4 - S_6 - S_8 - S_{11} .

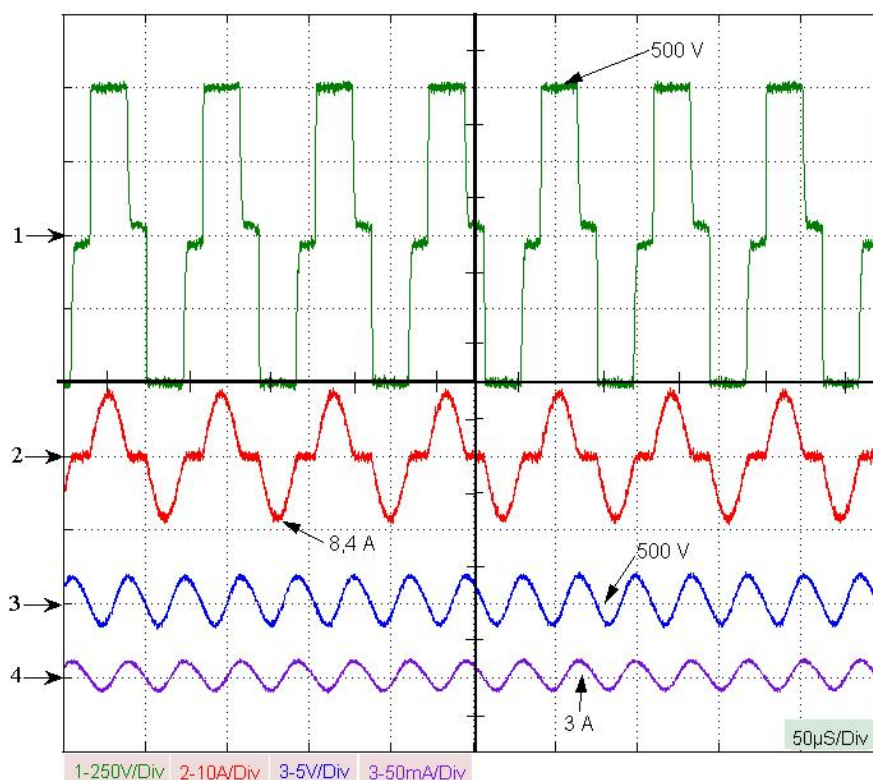


Figura 5.2.6. (c) Ch1.-Tensión en el secundario del transformador, Ch2.-Corriente en el secundario del transformador, Ch3.-Rizado de V_0 , Ch4.- Rizado de I_0 .

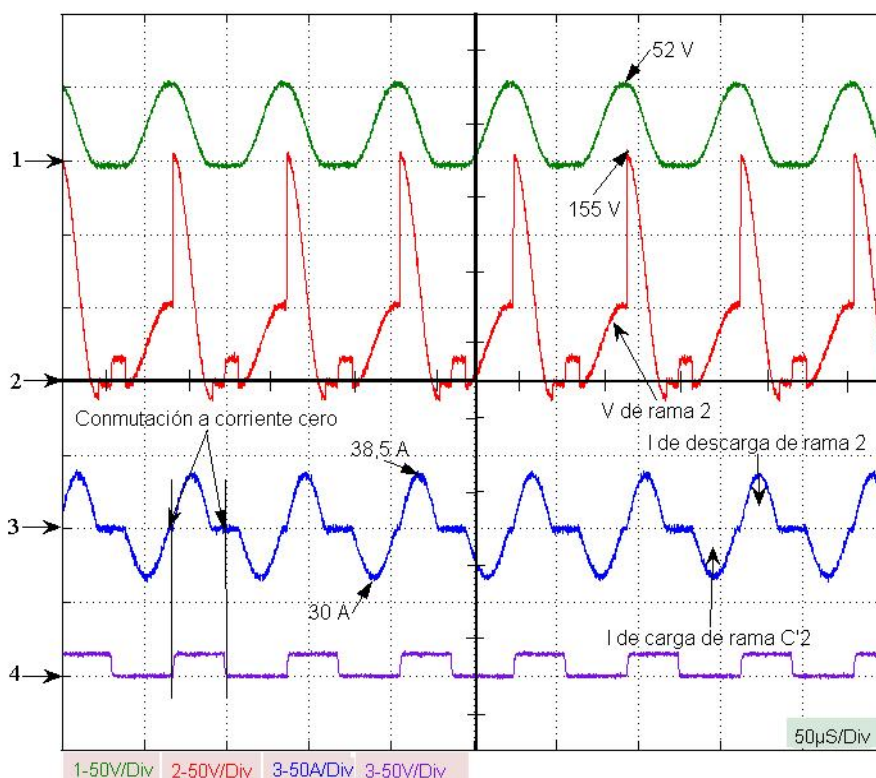


Figura 5.2.6. (d) Ch1.-Tensión en el condensador C'_1 , Ch2.-Tensión en la rama 2, Ch3.-Corriente a través de condensador C'_2 , Ch4 pulso de IGBTs S_2 - S_4 - S_6 - S_8 - S_{11} .

En la Figura 5.2.6. (c), puede apreciarse el nivel máximo de tensión en el secundario del transformador, 500V. También se aprecia el rizado de la tensión a la salida (500V CC) después del filtro. Este rizado alcanza un valor de 4V. Por otro lado, la corriente de salida del convertidor, que es de 3 A para una carga de 166Ω , presenta un rizado inferior a 20 mA.

Por último, en la Figura 5.2.6. (d), se observa cómo los condensadores de la rama 1 y de la rama 2 se cargan y descargan por completo en un período de conmutación. Puede apreciarse en el Ch2 que en el instante en que los tres condensadores se conectan en paralelo, la tensión en los extremos de dicha rama es de 155V, y esta tensión comienza a descender mientras se produce la descarga hasta 0 V.

En el prototipo del convertidor se han hecho varias medidas de eficiencia en distintos niveles de carga en el convertidor propuesto y en otro convertidor con conmutación suave, obteniéndose una gráfica que se muestra en la Figura 5.2.7.

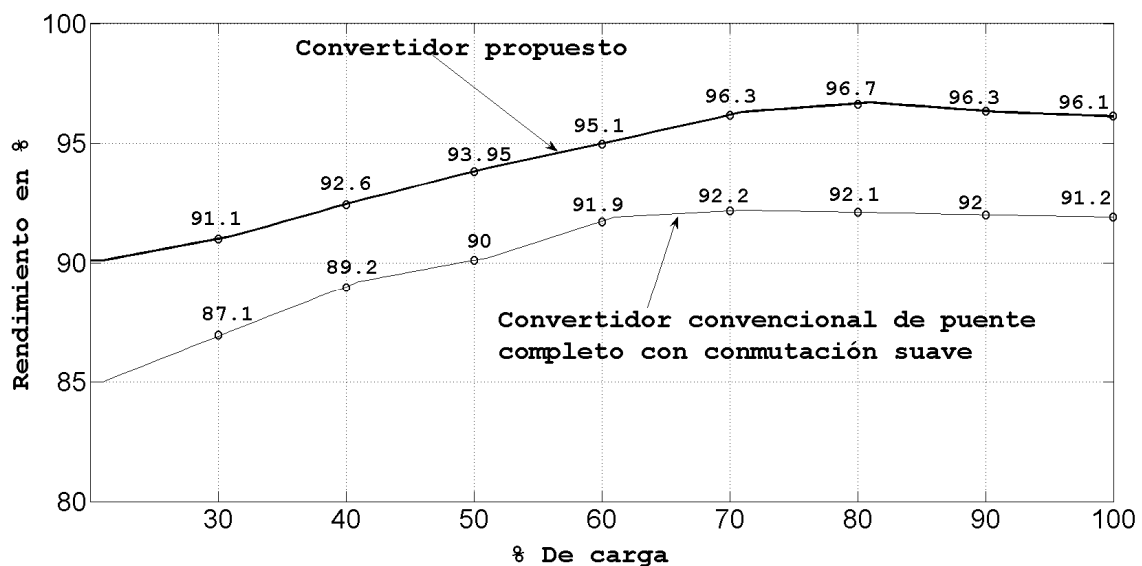


Figura 5.2.7. Eficiencia.

5.2.4. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado un nuevo convertidor elevador aislado de CC/CC con conmutación suave en todo el rango de operación, usando transformador de alta frecuencia. Este convertidor puede ser utilizado en sistemas híbridos de energías renovables como el mostrado en Figura 5.2.1.(a), para conectar la pila de combustible a la barra de CC. La principal innovación es el circuito de potencia y la técnica de conmutación. Las ramas de condensadores nos permiten elevar la tensión a la entrada del transformador, con lo que se consigue una disminución de intensidad en el circuito de entrada, esto mejora mucho la eficiencia. También se consigue un ahorro económico en componentes, aunque el número de componentes es mayor, éstos son de mucha menos intensidad y por tanto, mucho más baratos. También se reduce la sección del primario del transformador.

Actuado sobre la frecuencia de conmutación y sobre el ciclo de trabajo, es fácil conseguir conmutación suave en todo el rango de trabajo y en todos los dispositivos. El prototipo eleva una tensión de 30 V a 500 V, con una etapa previa de tres condensadores. Se ha obtenido muy buena eficiencia (96.7%).

Para verificar el principio de operación, se han mostrado resultados experimentales de un prototipo de laboratorio de 1500 W.

5.3.- Convertidor unidireccional CC/CC (Propuesta 2)

En este capítulo se presentará un nuevo convertidor CC/CC aislado de puente completo para conectar una pila de combustible o una placa fotovoltaica al bus CC en un sistema híbrido de generación distribuida. Este convertidor consiste en un circuito elevador con un transformador de alta frecuencia. El circuito ha sido concebido para que todos los IGBTs realicen una conmutación blanda o suave en todo el rango de potencia del convertidor. Las pérdidas de conmutación de los IGBTs, las pérdidas de conducción inversa de los diodos y las pérdidas de los núcleos de los componentes inductivos, como bobinas y transformador han sido prácticamente eliminadas. En [60], el rectificador doblador de tensión se aplica para conseguir eliminar el problema de conducción en inversa de los diodos rectificadores de salida y permitir mucha mayor ratio de conversión de tensión. El sistema propuesto funciona en un amplio rango de tensiones y el rizado de la corriente de conmutación de la bobina elevadora de tensión se disminuye.

Para mejorar la eficiencia del convertidor tanto el núcleo del transformador como el núcleo de las bobinas han sido contruidos con material nanocristalino. La eficiencia ha sido mejorada con respecto a un convertidor convencional ZVS. Además, con este convertidor se puede obtener una elevada ganancia en tensión en rangos medios y elevados de potencias. Incluiremos en este capítulo un análisis de la técnica de conmutación empleada. Por último, todo el desarrollo teórico será contrastado con datos reales medidos en un prototipo de laboratorio de 2kW que ha sido desarrollado.

5.3.1.- Justificación del diseño

En esta tipología se combinan una fuente de corriente (usando un doblador de corriente) con una fuente de tensión. Cuando el convertidor trabaja como fuente de corriente se debe a que la energía almacenada en la bobina es suministrada a los dos condensadores y a la carga a través del transformador, y cuando trabaja como fuente de tensión, es la energía almacenada en los condensadores es la que se descarga a través del transformador.

Aprovechando las ventajas que nos aportan la alimentación en fuente de tensión y en fuente de corriente, mezclado estas dos técnicas en un mismo convertidor, se mejoran los resultados obtenidos, si éstos son comparados con los que se obtienen cuando se aplica cada técnica por separado.

El transformador de alta frecuencia se construye entrelazando el bobinado del primario y el del secundario para evitar pérdidas en los bobinados. Cada IGBT opera con conmutación a corriente cero (ZCS) o con conmutación a tensión cero. (ZVS), a lo largo de todo el rango de potencia. Además se reducen las pérdidas de conducción inversa de todos los diodos.

Para comprobar el correcto funcionamiento de la técnica de conmutación del convertidor, se ha modelado el correspondiente algoritmo del convertidor en MATLAB-Simulink® y se ha implementado en un prototipo, ensamblado usando una tarjeta Spectrum Digital eZdspTMTMS320F2812 con una DSP F2812.

5.3.2.- Arquitectura y principio de operación del circuito.

- Arquitectura.

En la Figura 5.2.1. (a) se muestra un sistema de generación distribuida. Nos centraremos de nuevo en la pila de combustible debido a que su tensión de salida es muy baja y, para potencias de 1.500W o 2.000W, las corrientes a convertir son elevadas. Esto complica el diseño del convertidor más que si se trabaja con tensiones de entrada más elevadas, como sucede en el caso de los paneles fotovoltaicos. Por tanto, aunque el convertidor ha sido diseñado para una pila de combustible, se puede adatar a un panel fotovoltaico.

Como se presenta en la Figura 5.3.1., la arquitectura del núcleo del convertidor propuesto es la de un puente completo. Dicho puente se alimenta simultáneamente por una fuente de corriente y por una fuente de tensión (alimentación del transformador proveniente de los condensadores C_A , C_B , C_1 y C_2).

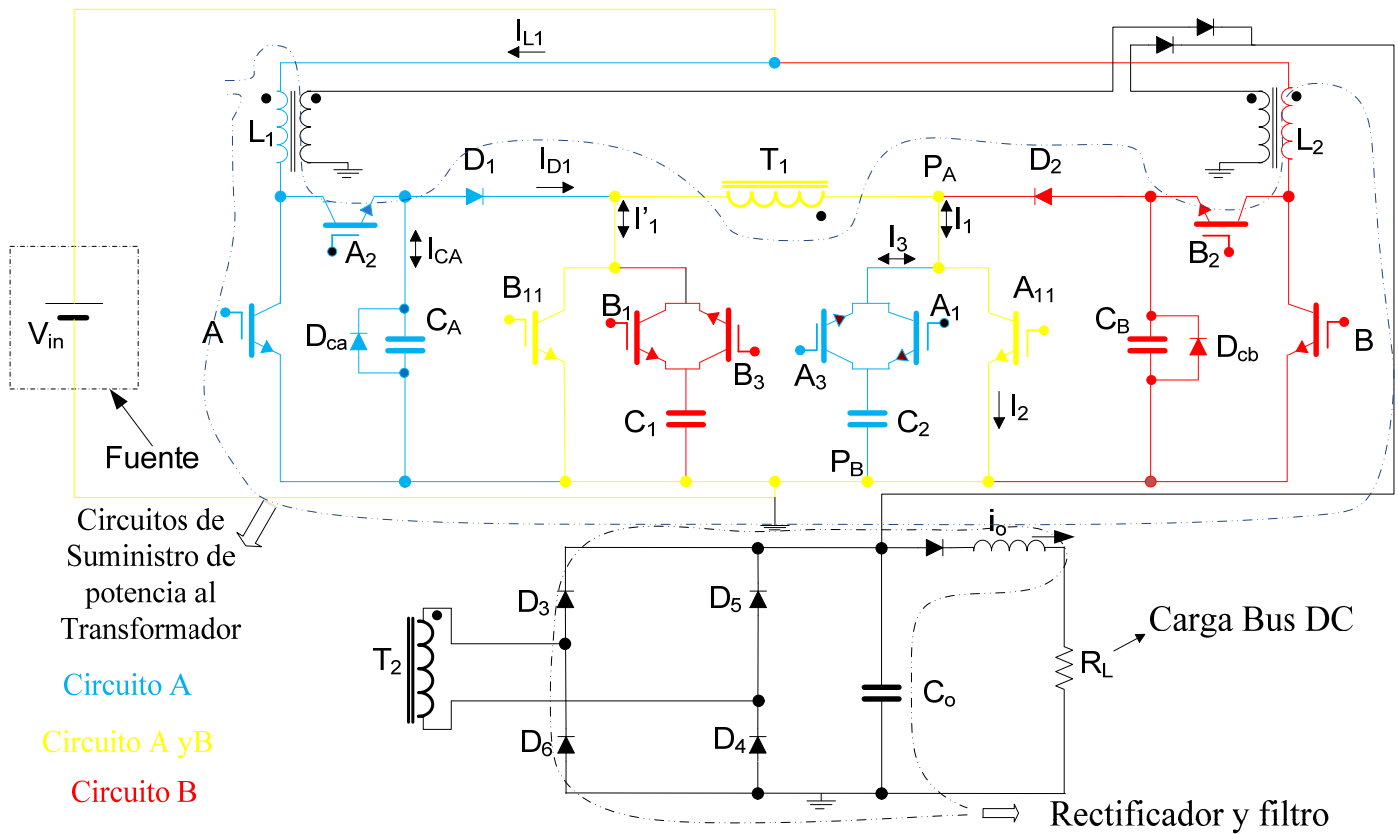


Figura 5.3.1. Convertidor unidireccional propuesto.

El inductor L_1 y el IGBT-A forman la primera fuente de corriente, mientras que el inductor L_2 y el IGBT-B forman la segunda fuente de corriente. Las Fuentes de corriente trabajan en el primario del transformador y cargan los condensadores. Por lo tanto, parte de la energía almacenada en las bobinas L_1 y L_2 se descarga muy rápido y carga los condensadores (C_A, C_2) y (C_B, C_1) respectivamente. El resto de esta energía circula hasta la carga por medio del transformador. Una vez las tensiones de los condensadores se han igualado, la energía es suministrada por éstos funcionando como fuentes de tensión.

Este método evita una gran tensión de estrés en los dispositivos electrónicos (que no podría conseguirse únicamente con fuentes de corriente) y se consigue una elevada ganancia en tensión.

Por tanto, como se ha comentado, la energía almacenada en los condensadores se descarga en la carga a través del transformador, esto es una fuente de tensión. Pero la tensión a la que los condensadores se cargan es

superior a la de la fuente de entrada. Todos los condensadores se descargan completamente y todas las conmutaciones son blandas o suaves. Sobre todo las desconexiones de los transistores, que suele ser lo más complejo, ocurren a tensión cero y corriente cero. La Tabla 5.3.1. muestra el tipo de alimentación en cada instante.

Seis semi-ondas de corriente por periodo circulan a través del transformador, por lo que las pérdidas de recuperación inversa de los diodos se reducen. Dos inductores transfieren el doble de potencia de la fuente a la carga, por tanto, la ganancia de tensión es el doble de la obtenida con un único inductor.

- *Principio de funcionamiento del circuito.*

El primario del transformador se alimenta por dos circuitos simétricos uno a otro, A y B (L_1 pertenece al circuito A y L_2 forma parte del circuito B). Además, hay elementos y conductores que pertenecen a ambos circuitos (circuitos A y B), La Figura 5.3.1.(b) muestra el convertidor, y cada uno de los circuitos incluye una bobina que produce un incremento de la tensión de entrada en el primario del transformador. Este convertidor es apto para aplicaciones de media – alta potencia y media tensión a la salida, con un valor alto de ganancia de tensión. El convertidor opera como elevador, donde cada uno de los circuitos de entrada tiene el mismo modo de operación, pero desplazados en el tiempo. La Figura 5.3.2. muestra el ciclo de trabajo y la Figura 5.3.3. muestra los distintos ciclos de funcionamiento.

Antes de comenzar el régimen estacionario de funcionamiento, el convertidor debe cargar el condensador C_o para prevenir los transitorios de conexión. Esta función la realiza un circuito auxiliar activando las puertas de los IGBTs A y B al mismo tiempo. La energía almacenada en las bobinas L_1 y L_2 se transmite a C_o a través del circuito auxiliar. Este proceso sólo ocurre al arranque.

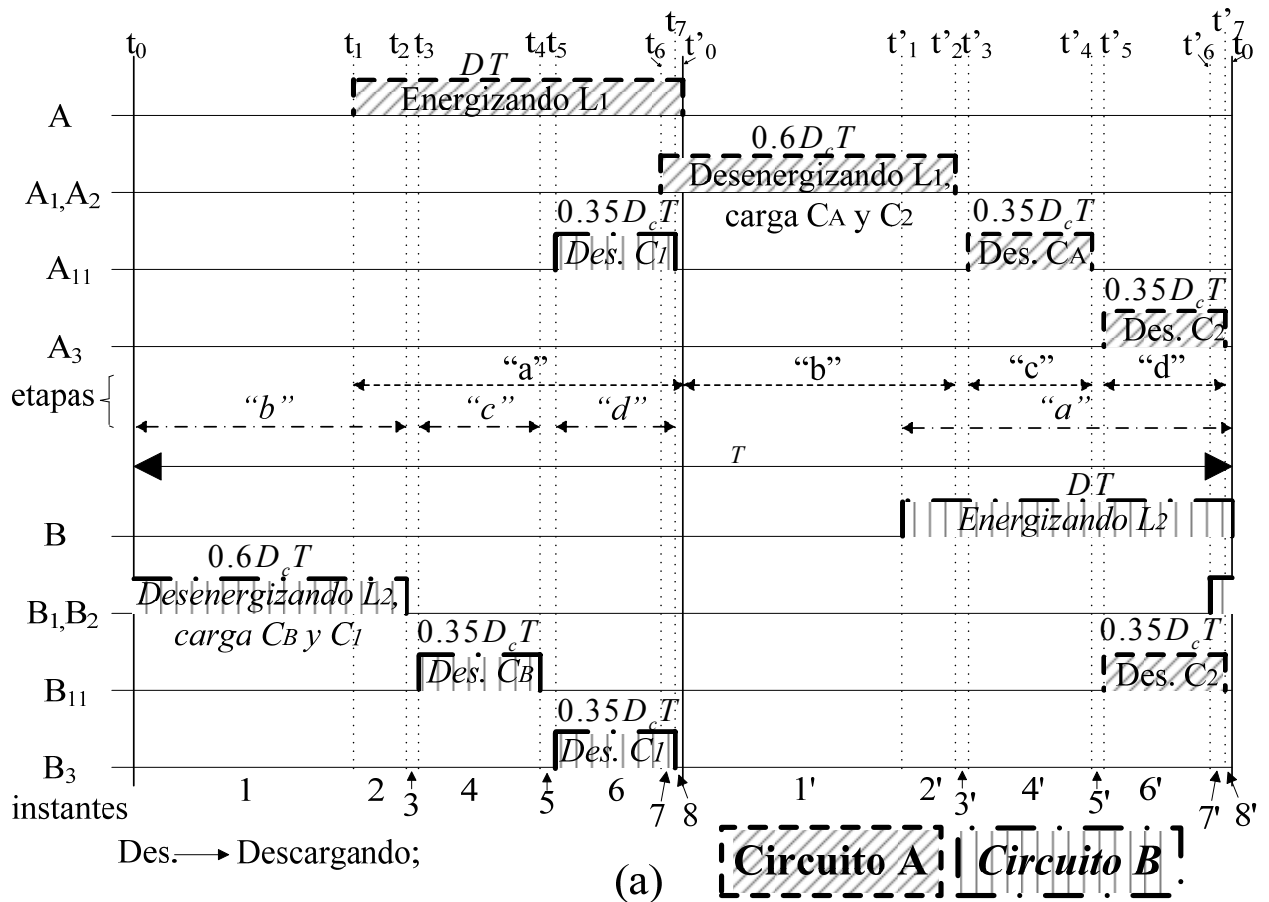
Para explicar el funcionamiento de la técnica de conmutación en régimen estacionario es necesario definir ocho intervalos en cada semiperíodo (t_0-t_7 y $t'_0-t'_7$), y cuatro estados de operación (a, b, c, d) a cada circuito de entrada. Los intervalos y estados se muestran en la Figura 5.3.2.(a) y en la Tabla 5.3.1.

La desconexión de B ocurre a tensión cero, porque el condensador C_B se ha descargado cuando B se desconecta. La etapa “b” del circuito B comienza en t_0 y continúa en la etapa 2.

	t_0	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7	t'_0	t'_1	t'_2	t'_3	t'_4	t'_5	t'_6	t'_7	t_0
Circuito A			Energizando L1						Carga CA y C2			Descar. CA		Descar. C2			
Componen. Activo																	
																	
Tipo Alim.								C.F.			V.F.		V.F.				
Circuito B		Carga CB y C1		Descar. CB		Descar. C1				Energizando L2							
Componen. Activo																	
																	
																	
Tipo Alim.		C.F.		V.F.		V.F.											

→ Inicio; Descar. → Descarga; Tipo Alim. → Tipo de Alimentación; C.F. → Alimentado en Corriente; V.F. → Alimentado en Tensión;

Tabla 5.3.1. Secuencia de activación de circuitos.



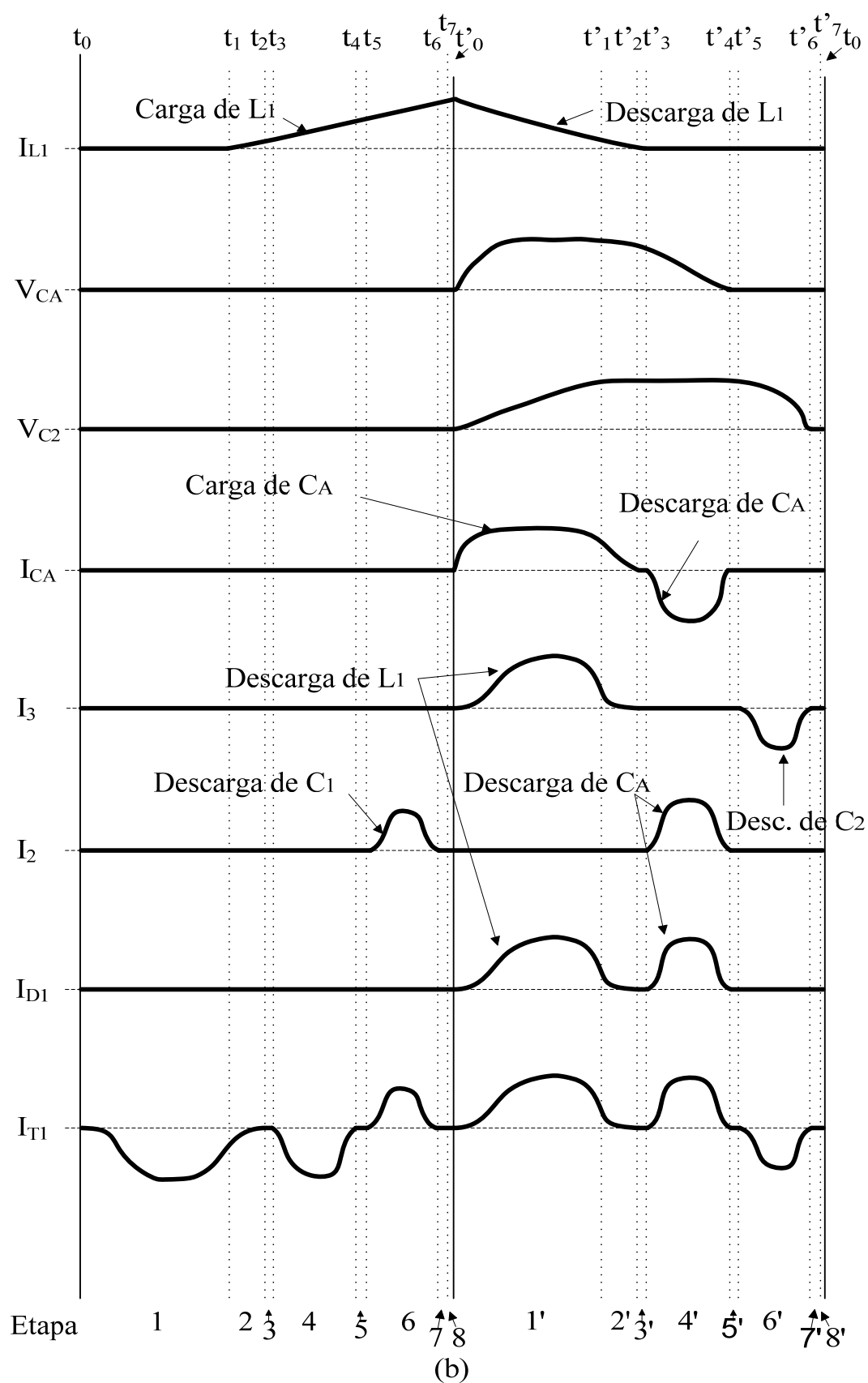


Figura 5.3.2. (a) Diagrama de funcionamiento, (b) Formas de onda del convertidor.

Etapa “1” [$t_0 \leq t < t_1$]. En el instante t_0 , los IGBTs B_1 y B_2 están activos como muestra la Figura 5.3.3.(a). En una etapa anterior [$t'_7 \leq t < t_0$], la bobina L_2 estaba almacenando energía. Al comienzo de la etapa 1, se produce la desconexión del IGBT B , y la energía almacenada en la bobina se transmite a los condensadores C_B y C_1 . Esto origina un flujo de corriente a través de T_1 , por tanto, una parte de la energía almacenada en la bobina L_1 se transmite a la carga a través de T_2 (secundario del transformador), funciona como fuente de corriente en el circuito B.

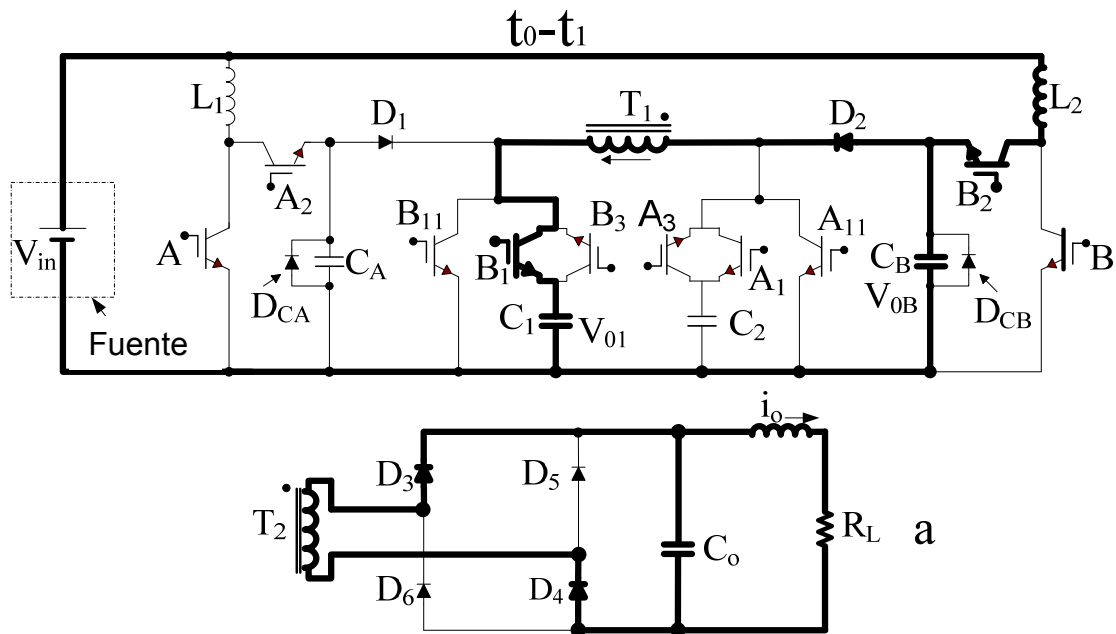


Figura 5.3.3. (a) Etapa de funcionamiento “1”.

Etapa “2” [$t_1 \leq t < t_2$]. En t_1 , El IGBT A se activa y comienza la energización de la bobina L_1 (comienza la etapa “a” del circuito A, la cual dura hasta el instante t'_0). La etapa “b” del circuito B continúa hasta el instante t_2 . Al final de esta etapa, los condensadores C_1 y C_B están cargados a casi la misma tensión, por tanto, la corriente que circula por T_1 se extingue. También, en el instante t_2 la desconexión de los IGBTs B_2 y B_1 ocurre a corriente cero, ya que los condensadores C_1 y C_B están prácticamente a la misma tensión y la corriente no circula por T_1 ni por los IGBTs B_2 y B_1 .

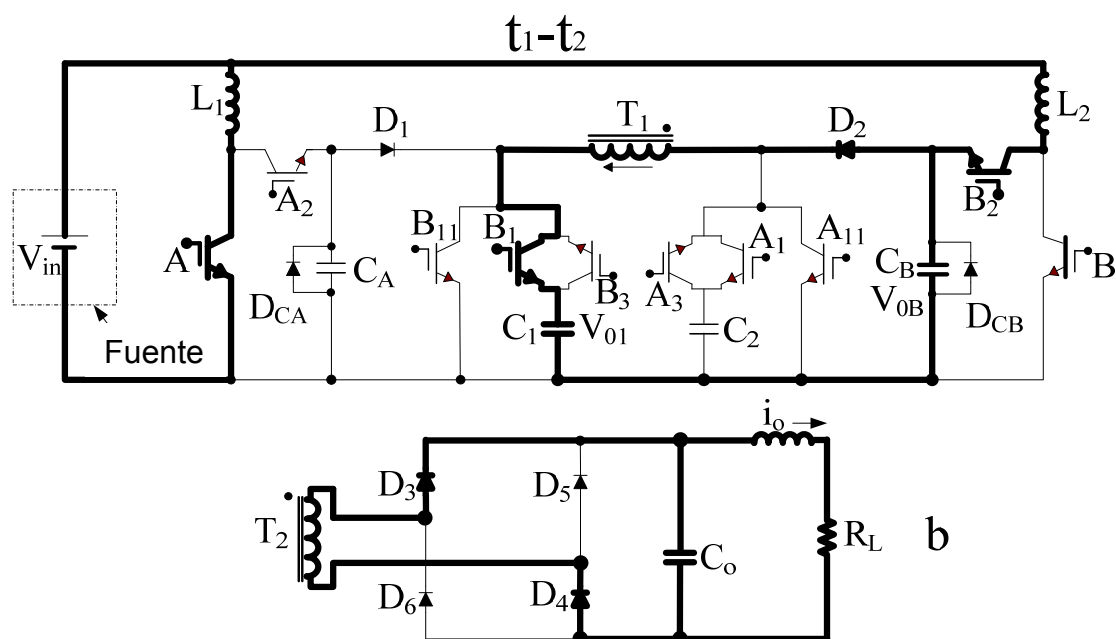


Figura 5.3.3. (b) Etapa de funcionamiento “2”.

Etapa “3” [$t_2 \leq t < t_3$]. Etapa de transición entre los estados de operación “b” y “c” del circuito B.

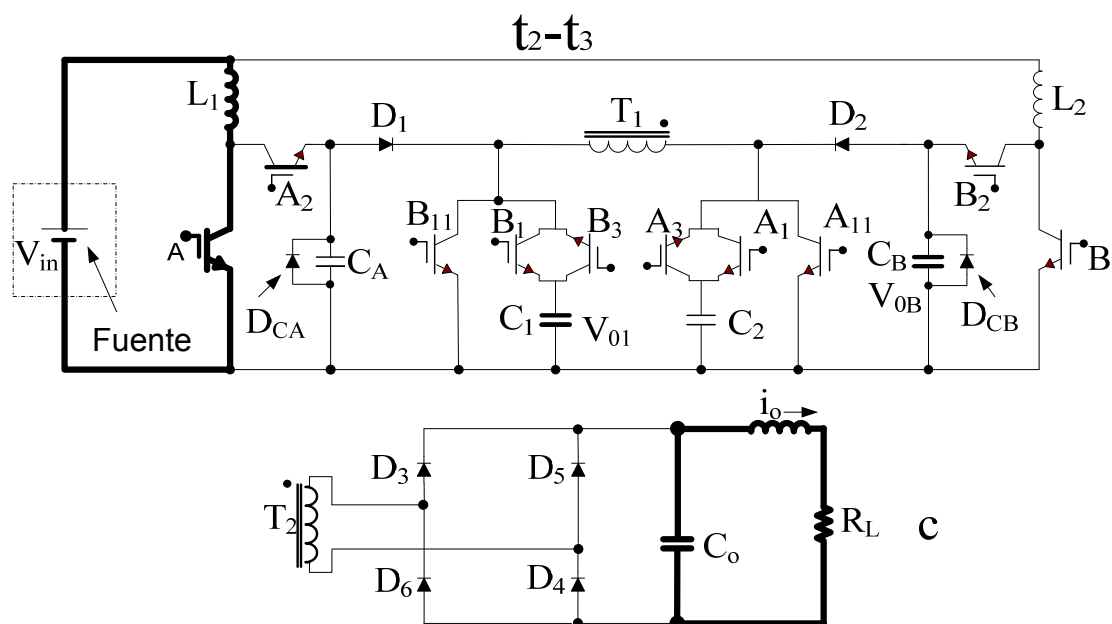
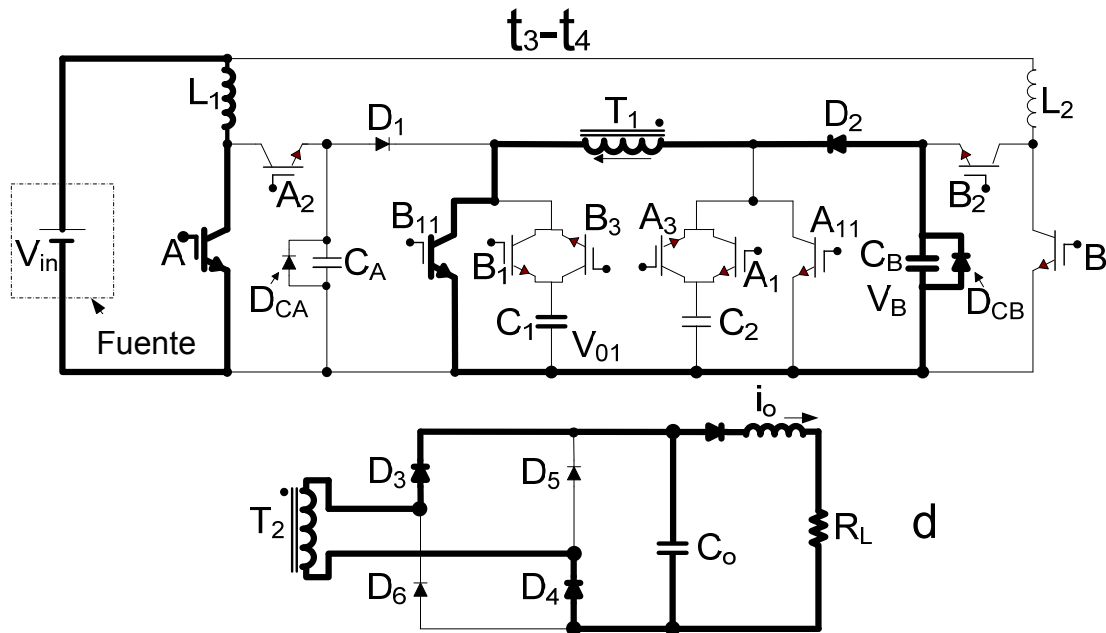


Figura 5.3.3. (c) Etapa de funcionamiento “3”.

La conexión de B_{11} se produce a corriente cero, debido a la autoinducción del transformador. La desconexión de B_{11} se produce en t_4 en condiciones de tensión cero, ya que C_B está ya descargado. El diodo D_{CB} asegura que el terminal positivo de C_B no tome valores negativos después de descargarse la energía del condensador a través del transformador.



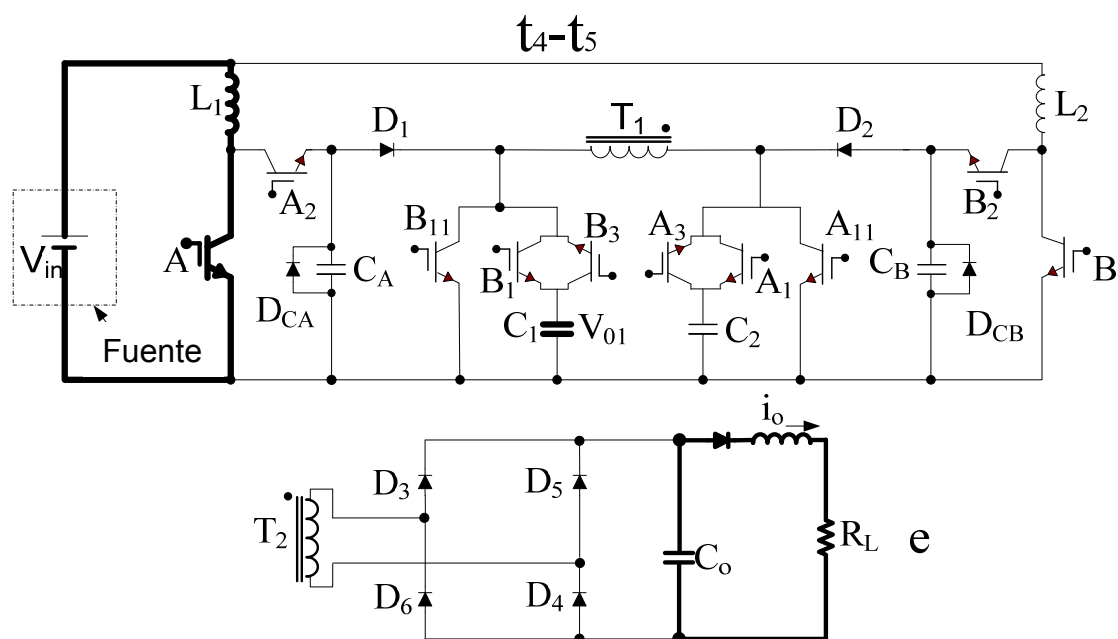


Figura 5.3.3. (e) Etapa de funcionamiento "5".

Etapa "6" [$t_5 \leq t < t_6$]. En el instante t_5 , A_{11} y B_3 se conectan. Estos dispositivos conmutan a corriente cero. Cuando las conexiones se producen, el condensador C_1 comienza a descargarse a través de T_1 , transmitiendo la energía almacenada en C_1 hacia la carga a través de T_2 , funciona como fuente de tensión en el circuito B.

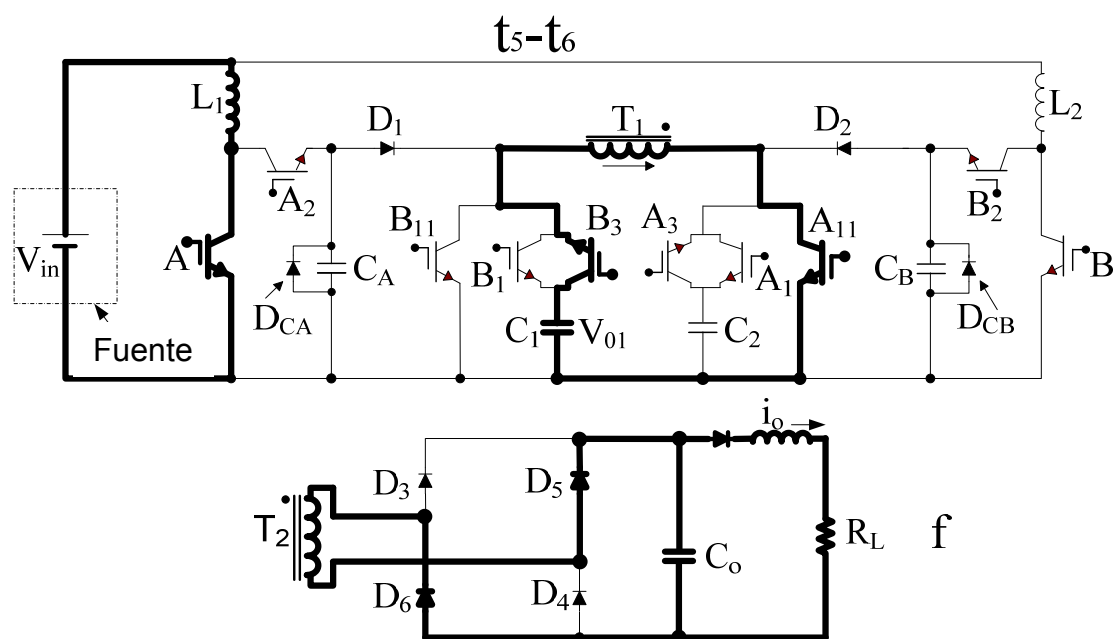


Figura 5.3.3. (f) Etapa de funcionamiento "6".

Etapa “7” [$t_6 \leq t < t_7$]. En el instante t_6 tiene lugar la conexión de los IGBTs A_1 y A_2 a tensión cero. Esos IGBTs forman parte del circuito A, y no circula corriente a través de ellos en las etapas 7 y 8. En el instante t_7 se desconectan los IGBTs A_{11} y B_3 , a tensión cero y a corriente cero, ya que el condensador C_1 se había descargado durante el estado de operación “d”.

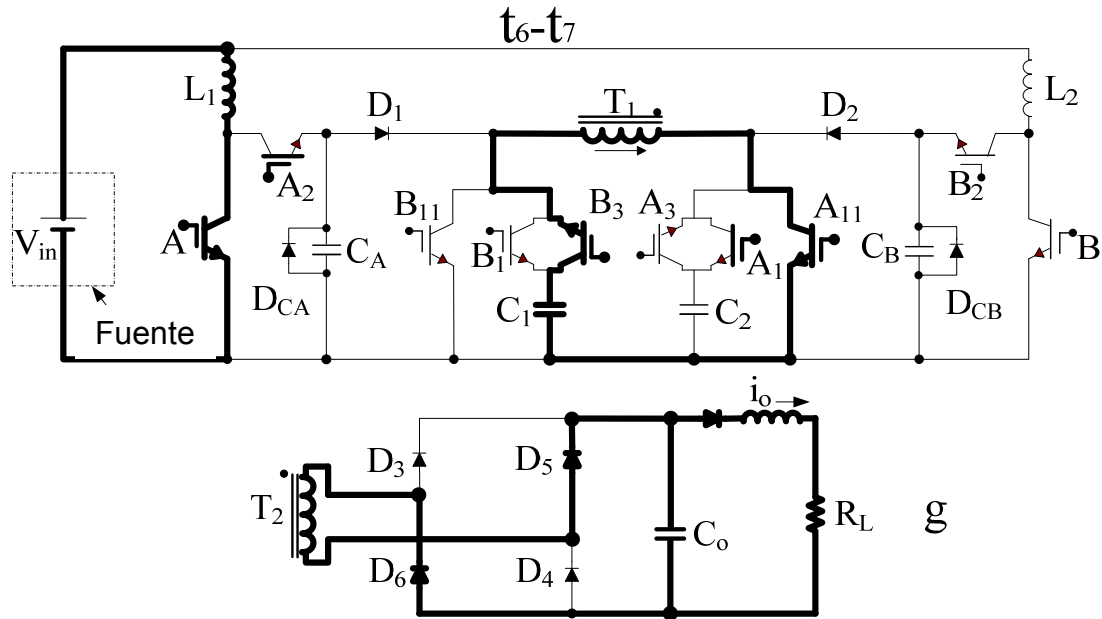


Figura 5.3.3. (g) Etapa de funcionamiento “7”.

Etapa “8” [$t_7 \leq t < t'_0$]. Etapa de transición entre el final de un semiperiodo y el principio del siguiente, durante esta etapa no circula corriente a través de T_1 . Los cuatro estados de operación del circuito B se han completado. En el instante t'_0 , A se desconecta a tensión cero, ya que C_A está descargado. Como se ha referido previamente y observando la Figura 5.3.2., puede apreciarse que las etapas de 1' a 8' son simétricas a las descritas previamente, por tanto no se requiere más explicación.

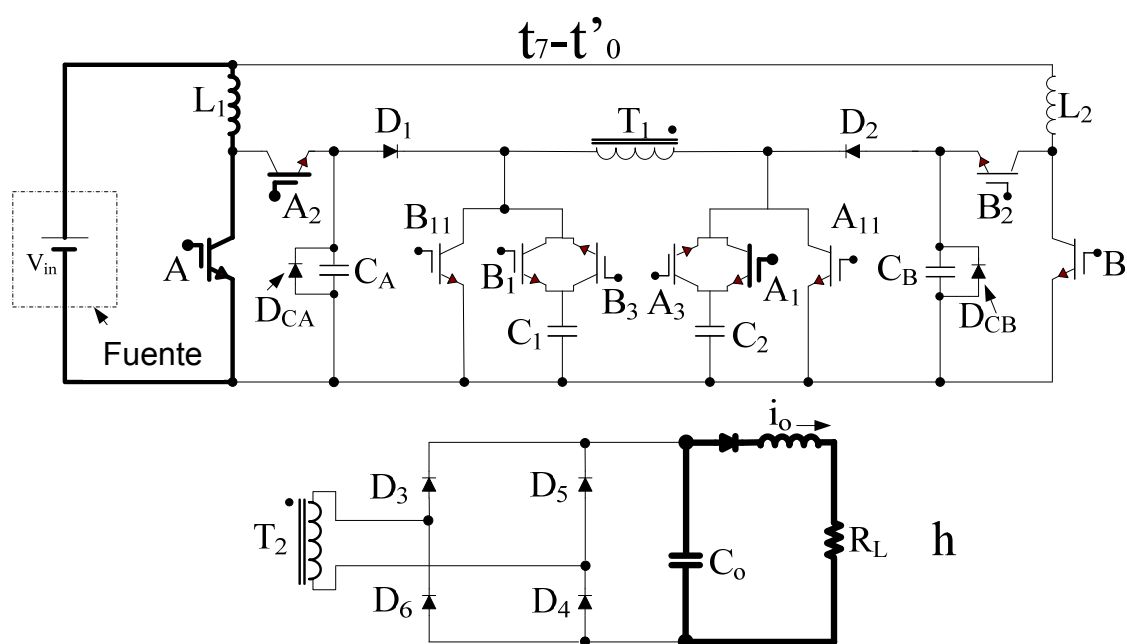


Figura 5.3.3. (h) Etapa de funcionamiento “8”.

5.3.3.- Análisis del convertidor

Como los circuitos A y B son simétricos, para estudiar el convertidor podemos utilizar cualquiera de estos circuitos. Anteriormente se ha explicado el principio de operación utilizando el circuito B. Ahora en este epígrafe se usará el circuito A para analizar el convertidor. La Figura 5.3.4. muestra las etapas de funcionamiento del circuito A.

Para analizar el circuito en régimen estacionario se realizarán las siguientes suposiciones:

- El transformador se considera ideal.
- La capacidad de los transistores no se considera, solo tendremos en cuenta su resistencia.
- Todos los componentes parásitos son despreciados.
- El tiempo de conmutación de los transistores se considera cero.

En la etapa "b", despreciando la resistencia de los componentes, se puede definir la siguiente ecuación:

Durante el intervalo $(t'_0-t'_2)$ $i_{L1T}(t) = i_{L1T}(t'_0) + \left(\frac{V_{in} + V_{L1} - V_{C2}}{L_{1T}} \right) (t'_2 - t'_0)$

Durante el intervalo $(t'_3-t'_4)$ $i_{L1T}(t) = i_{L1T}(t'_3) + \left(\frac{V_{C2}}{L_{1T}} \right) (t'_4 - t'_3)$

Durante el intervalo $(t'_5-t'_6)$ $i_{L1T}(t) = i_{L1T}(t'_5) + \left(\frac{V_{C2}}{L_{1T}} \right) (t'_6 - t'_5)$

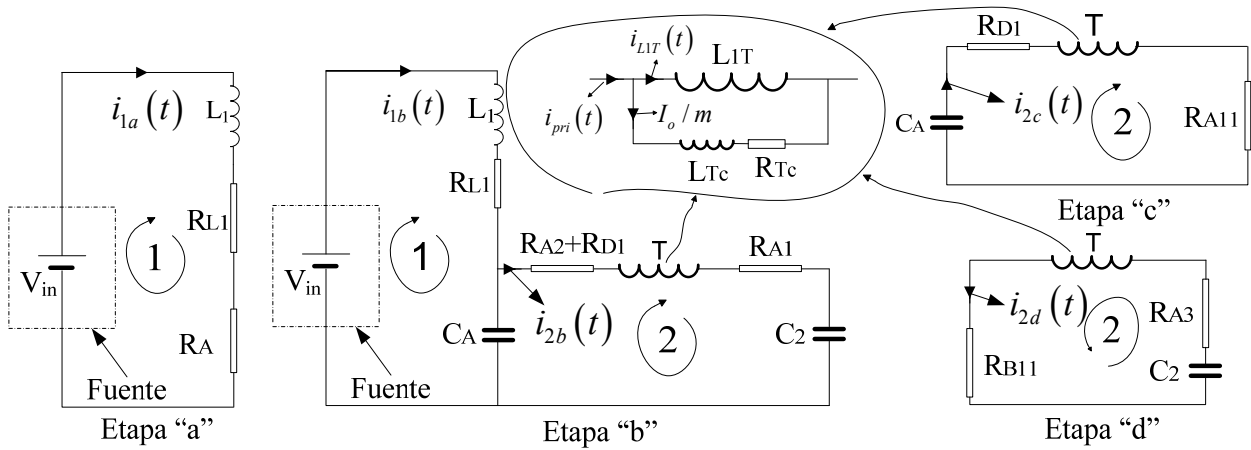


Figura 5.3.4. Etapas del circuito A.

La corriente I_o se refleja en el primario del transformador con la forma I_o/m , por tanto se dan las ecuaciones que se exponen a continuación:

$$i_{pri}(t) = i_{L1T}(t) + \frac{I_o}{m}$$

En la etapa "a" se produce la energización del inductor L_1 . Como $R_{L1} \gg R_A$, R_A puede despreciarse, entonces,

$$L_1 \frac{di_{1a}}{dt} + R_{L1} i_{1a} = V_{in}$$

la ecuación diferencial quedaría

$$\frac{di_{1a}}{dt} + \frac{R_{L1} i_{1a}}{L_1} = \frac{V_{in}}{L_1}$$

las condiciones de contorno establecen en $t = 0$, $i_{1a}(0) = 0$; siendo la ecuación característica,

$$1 + ax = b; x = \frac{b-1}{a} \Rightarrow x = \frac{\frac{V_{in}}{L_1} - 1}{\frac{R_{L_1}}{L_1}} = \frac{\frac{V_{in} - L_1}{L_1}}{\frac{R_{L_1}}{L_1}} = \frac{(V_{in} - L_1)L_1}{L_1 R_{L_1}} = \frac{V_{in} - L_1}{R_{L_1}}$$

El valor para la corriente si $R_{L_1} \neq 0$ es:

$$i_{1a}(t) = \frac{V_{in}}{R_{L_1}} \left(1 - e^{-\frac{R_{L_1}}{L_1} t} \right)$$

Teniendo en cuenta que el tiempo de la energización es $D \cdot T$, el valor de la corriente en este instante es,

$$i_{1a}(DT) = \frac{V_{in}}{R_{L_1}} \left(1 - e^{-\frac{R_{L_1}}{L_1} D \cdot T} \right) = i_{1a \max}$$

En la etapa “b”, despreciando la resistencia de los transistores y diodos, se puede definir la siguiente ecuación,

$$\frac{d^2 i_{1b}}{dt^2} + \frac{R_{L_1}}{L_1} \frac{di_{1b}}{dt} + \frac{1}{C_A L_1} (i_{1b} - i_{2b}) = 0 \quad (5.3.1)$$

$$\frac{d^2 i_{2b}}{dt^2} + \frac{R_T}{L_T} \frac{di_{2b}}{dt} + \frac{1}{L_T} \left[\frac{1}{C_A} (i_{2b} - i_{1b}) + \frac{1}{C_2} i_{2b} \right] = 0 \quad (5.3.2)$$

La solución de este sistema es bastante compleja, para facilitar su solución, debido al diseño del convertidor, se puede suponer que la descarga de la bobina L_1 es lineal (esta suposición se aproxima mucho a la realidad, como se muestra en la Figura 5.3.6.(a) - Ch1), tomando los valores $i_{1b}(t'_0) = i_{1a \max}$ e $i_{1b}(t'_2) = 0$, la expresión para $i_{1b}(t)$ resulta $i_{1b}(t) = i_{1a \max} - (i_{1a \max} / 0.6 D_c T) \cdot t$.

Sustituyendo en (5.3.1), se obtiene la relación entre las funciones $i_{1b}(t)$ e $i_{2b}(t)$, $i_{1b}(t) = i_{2b}(t) + C_A \cdot R_{L_1} \cdot i_{1a \max}$. Finalmente, reemplazando en (5.3.2),

obtenemos la ecuación diferencial (5.3.3), cuyas condiciones de contorno son $i_{2b}(0)=0$, $i'_{2b}(0)=0$,

$$\frac{d^2 i_{2b}}{dt^2} + \frac{R_T}{L_T} \frac{di_{2b}}{dt} + \frac{i_{2b}}{C_2} - R_{L_1} i_{1a \max} = 0 \quad (5.3.3)$$

La solución particular es:

$$i_{2b} = \sigma_2 - \frac{\sigma_2 \cdot (\sigma_1 - C_2 R_T) e^{-\frac{(\sigma_1 + C_2 R_T)t}{2C_2 L_T}}}{2\sigma_1} - \frac{\sigma_2 \cdot (\sigma_1 + C_2 R_T) e^{-\frac{(\sigma_1 - C_2 R_T)t}{2C_2 L_T}}}{2\sigma_1} \quad (5.3.4)$$

dónde $\sigma_1 = \sqrt{C_2 (C_2 R_T^2 - 4L_T^2)}$ $\sigma_2 = C_2 R_{L_1} i_{1a \max}$

Para que todas las conmutaciones se produzcan cuando las tensiones o las corrientes a través de los IGBTs sean cero, se debe cumplir, además de otras condiciones, que el valor para $i_{1b}(t)$ sea cero o próximo a cero en el instante t'_2 , o que la ecuación (5.3.4) tome un valor de cero o próximo a cero en el instante $t = 0.9DT$. Cuando finaliza la etapa “b”, los condensadores C_A y C_2 están cargados.

Además, se obtiene la función de transferencia $i_{2b}(s)/V_{in}$, (mostrada en anexo 1) basada en las ecuaciones (5.3.1) y (5.3.2), y teniendo en cuenta las condiciones de contorno:

$$i_{1b}(0) = i_{1a \max} \quad i_{2b}(0) = 0 \quad \frac{di_{1b}}{dt} = \frac{V_{in} - R_{L_1} I_{1a \max}}{L_1} \quad \frac{di_{2b}}{dt} = 0 \quad (5.3.5)$$

La función de transferencia obtenida es:

$$\frac{i_{2b}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{(1 + K_1 s)}{\left(R_1 + L_1 s + \frac{1}{C_A s} \right) \left(R_2 + L_T s + \frac{1}{C_A s} + \frac{1}{C_2 s} \right) C_A s - \frac{1}{C_A s}} \quad (5.3.6)$$

Operando se obtiene:

$$\frac{i_{2b}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{(1 + K_1 s)}{As^3 + Bs^2 + Cs}$$

Donde,

$$A = \left(L_1 + L_T + \frac{1}{C_A} + C_A \cdot L_1 \cdot L_T \right)$$

$$B = \left(R_1 + R_2 + \frac{2}{C_2} + C_A \cdot L_1 \cdot R_2 + C_A \cdot L_T \cdot R_1 + \frac{(2 \cdot C_A \cdot L_1)}{C_2} \right)$$

$$C = \left(-\frac{1}{C_A} + \frac{2 \cdot C_A \cdot R_1}{C_2} + C_A \cdot R_1 \cdot R_2 \right)$$

Para evitar la transmisión de armónicos al transformador y alcanzar la descarga más rápida de las bobinas, la amortiguación del sistema debe ser muy pequeña. Se obtienen bajos factores de amortiguación si $C_A > C_2$, por lo que $0 < \delta \leq 0.1$. El factor de amortiguación obtenido de (5.3.6) es:

$$\delta = \frac{\left(R_1 + R_2 + \frac{2}{C_2} + C_A \cdot L_1 \cdot R_2 + C_A \cdot L_T \cdot R_1 + \frac{(2 \cdot C_A \cdot L_1)}{C_2} \right)}{2 \cdot \sqrt{\left(-\frac{1}{C_A} + \frac{2 \cdot C_A \cdot R_1}{C_2} + C_A \cdot R_1 \cdot R_2 \right)}} / 0 < \delta \leq 0.1 \quad (R_2 \approx R_T) \quad (5.3.7)$$

En la etapa “c”, La ecuación para este proceso se obtiene de la Figura 5.3.4.(c). C_A se descarga a través del transformador, transmitiendo potencia a la carga. Aplicando la 1ª Ley de Kirchoff:

$$V_R + V_{L_T} = V_{C_A0} - \Delta V_{C_A}$$

$$V_R + V_{L_T} + \Delta V_{C_A} = V_{C_A0} \Rightarrow R i_{2c} + L_T \frac{di_{2c}}{dt} + \frac{1}{C_A} \int i_{2c} dt = V_{C_A0};$$

derivando:

$$R \frac{di_{2c}}{dt} + L_T \frac{d^2 i_{2c}}{dt^2} + \frac{i_{2c}}{C_A} = 0 \Rightarrow L_T \frac{d^2 i_{2c}}{dt^2} + R \frac{di_{2c}}{dt} + \frac{1}{C_A} i_{2c} = 0;$$

$$\frac{d^2 i_{2c}}{dt^2} + \frac{R_{tb}}{L_T} \frac{di_{2c}}{dt} + \frac{i_{2c}}{C_A \cdot L_T} = 0 \quad (5.3.8)$$

La ecuación simplificada muestra en (5.3.8). Se ha tenido en cuenta que $R_{tb} = R_T + R_{D1} + R_{A11}$. Las condiciones iniciales de esta etapa son $i_{2c}(0) = 0$ y $i'_{2c}(0) = V_{CA0}/L_{T1}$, por lo que:

$$L_T \frac{di_{2c}}{dt} = V_{C_A0} \Rightarrow \frac{di_{2c}}{dt} = \frac{V_{C_A0}}{L_T}$$

Para resolver esta ecuación aplicaremos:

$$y'' + ay' + b = 0; \quad y = \frac{-a \pm \sqrt{a^2 - 4b}}{2}; \quad y = \frac{\frac{-R_{tb}}{L_T} \pm \sqrt{\left(\frac{R_{tb}}{L_T}\right)^2 - 4\frac{1}{L_T C_A}}}{2}$$

Si el radicando vale 0: $\left(\frac{R_{tb}}{L_T}\right)^2 = 4\frac{1}{L_T C_A} \Rightarrow R_{tb}^2 C_A = 4L_T;$

para $\left|\left(\frac{R}{L_T}\right)^2\right| > \left|\frac{4}{L_T C_A}\right|$; raíces reales dobles.

para $\left|\left(\frac{R}{L_T}\right)^2\right| < \left|\frac{4}{L_T C_A}\right|$; raíces complejas.

La solución de esta ecuación es:

$$i_{2c} = \frac{\sqrt{C_A} V_{C_A0}}{\sigma_1} e^{\frac{t(\sqrt{C_A} R_{tb} - \sigma_1)}{2\sqrt{C_A} L_T}} - \frac{\sqrt{C_A} V_{C_A0}}{\sigma_1} e^{\frac{t(\sqrt{C_A} R_{tb} + \sigma_1)}{2C_A L_T}} \quad \text{donde } \sigma_1 = \sqrt{C_A R_{tb}^2 - 4L_T} \quad (5.3.9)$$

Considerando que $i_{2c}(0.35 \cdot D_c \cdot T) = 0$ debe cumplirse, para que la desconexión de A_{11} se produzca a tensión cero y a corriente cero. Por tanto, el valor de C_A debe calcularse. Se consigue igualando la expresión (5.3.9) a cero, calculando el valor de t para $i_{2c} = 0$, igualando al tiempo para el que el condensador se descarga ($t = 0.35 \cdot D_c \cdot T$), se obtiene (5.3.10), sustituyendo C_A en (5.3.10), y finalmente obteniendo (5.3.11).

$$t = \frac{2\pi \sqrt{C_A} L_T}{\sqrt{C_A R_{tb}^2 - 4L_T}} = 0.35 \cdot D_c \cdot T \quad (5.3.10)$$

Se despeja C_A :

$$C_A = \frac{196 L_T T^2 D_c^2}{49 D_c^2 R_{tb}^2 T^2 - 1600 L_T \pi^2} \quad (5.3.11)$$

Por tanto, el valor máximo del condensador C_A debe obtenerse en (5.3.11), el valor de C_B debe ser igual al valor de C_A .

En la etapa “d”, C_2 se descarga a través del transformador, la corriente circula en dirección opuesta a cuando C_A se descarga. La energía almacenada en C_2 se transmite a la carga, esta etapa se muestra en la Figura 5.3.4.(d). Observando este circuito se puede considerar su ecuación diferencial con la misma forma que la de la etapa “c”, donde, $R_{td}=R_T+R_{A3}+R_{B11}$,

$$\frac{d^2 i_{2d}}{dt^2} + \frac{R_{td}}{L_T} \frac{di_{2d}}{dt} + \frac{i_{2d}}{C_2 \cdot L_T} = 0 \quad (5.3.12)$$

$$L_T \frac{di_{2d}}{dt} = V_{C_2 0} \Rightarrow \frac{di_{2d}}{dt} = \frac{V_{C_2 0}}{L_T}$$

Operando como en la etapa “c” y considerando que el tiempo de descarga de C_2 es también igual a $t=0.35 \cdot D_c \cdot T$, el valor para C_2 puede obtenerse como se indica en (5.3.13),

$$C_2 = \frac{4L_T T^2 D_c^2}{R_{td}^2 T^2 D_c^2 - 11.1 L_T^2 \pi^2} \quad (5.3.13)$$

Por tanto, el valor máximo para el condensador C_2 debe obtenerse por (5.3.13). Además, los valores de C_2 y C_1 son iguales.

- Función de transferencia

La bobina L_1 está activa en las etapas “a” y “b”. Considerando el valor medio a través de L_1 en régimen estacionario en un ciclo completo y teniendo en cuenta las etapas “a” y “b” en la Figura 5.3.4., se pueden plantear las siguientes ecuaciones, que se resuelven de manera detallada en el anexo 2.

$$\int_0^{DT} V_{in} dt = \int_0^{0.6D_c} (V_{C_A}(t) - V_{in}) dt \quad (5.3.14)$$

$$\int_0^{DT} V_{in} dt = \int_0^{0.6D_c} (V_{L_T}(t) + V_{C_2}(t) - V_{in}) dt \quad (5.3.15)$$

Por otra parte, el transformador debe cumplir en un semiperiodo que,

$$\int_0^{0.6D} (V_{in} + V_{L_1}(t) - V_{C_2}(t)) dt + \int_0^{0.2D} V_{C_A}(t) dt + \int_0^{0.2D} V_{C_2}(t) dt = V_o m \frac{1}{2} \quad (5.3.16)$$

Teniendo en cuenta que la integral de una función que no es constante en el tiempo, puede sustituirse por el valor medio de la función multiplicado por el intervalo de integración, de (5.3.14) se obtiene (5.3.17) y de (5.3.15) se llega a (5.3.18),

$$\bar{V}_{C_A} = V_{in} \frac{(D + 0.6D)}{0.6D} = 2.6V_{in} \quad (5.3.17)$$

$$V_{in} (D + 0.6D) = m \cdot V_o 0.6D + \bar{V}_{C_2} 0.6D \quad (5.3.18)$$

Considerando (5.3.16), (5.3.17) y (5.3.18), para un valor de $D_c=0.4$ (usado en el prototipo), la función de transferencia de la tensión del convertidor puede obtenerse como se indica en (5.3.19). Esta función de transferencia se representa en la Figura 5.3.5.(a). El valor para M_{VCC} es próximo al valor real.

$$M_{V_{cc}} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1.02D}{\left(\frac{1}{2} - 0.4D\right)m} \quad (5.3.19)$$

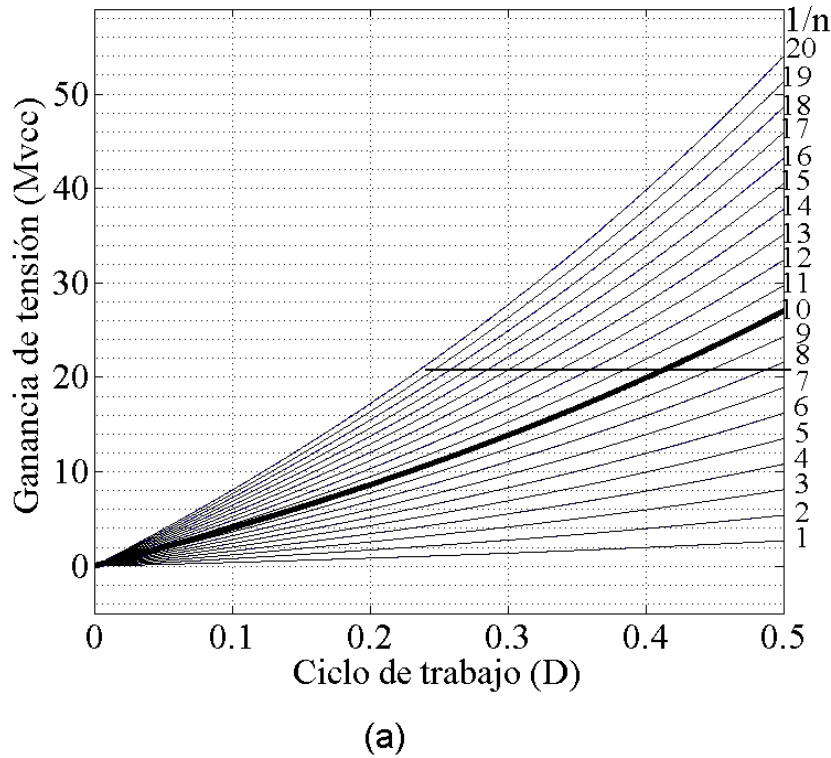


Figura 5.3.5. (a) - Ganancia en tensión del convertidor, tomando valores de $(1/m)$ desde 1 a 20, respecto a ciclos de trabajo $(0-D_m)$,

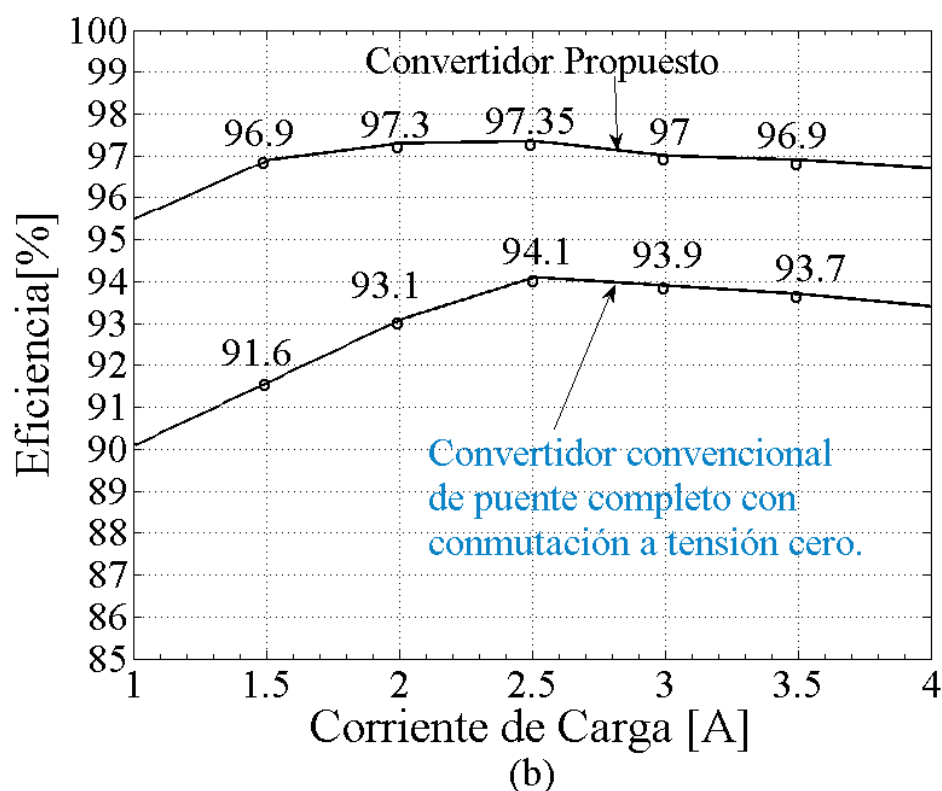


Figura 5.3.5. (b) – Comparación de la eficiencia entre un convertidor de puente completo ZVS y el convertidor propuesto.

- Eficiencia y justificación de ZVS y ZCS

La conmutación de cada IGBT del convertidor es una conmutación blanda o suave, trabajando en condiciones de ZCS o ZVS. Los IGBTs que se nombran con la letra A son simétricos con los nombrados con la letra B. Se ha justificado la conmutación blanda o suave de los IGBTs tipo A, pero siendo las conmutaciones de los IGBTs tipo B iguales a la conmutación simétrica de los IGBTs tipo A, se obtiene conmutación blanda o suave también para los de tipo B.

En los gráficos mostrados en la Figura 5.3.6., se han dibujado líneas verticales etiquetadas con números (1, 2, 3, 4) para justificar la conmutación de cada IGBT. Estos números se usarán para hacer mención a las líneas en este capítulo. El propósito de estas líneas es explicar los valores de tensiones y corrientes durante la conmutación de cada IGBT.

Por ejemplo, la corriente I_{L1} a través del IGBT A (Figura 5.3.6.(a)) se muestra en la Figura 5.3.6.(a)-Ch1. Si se observa la línea vertical 1 cuando el IGBT A se

conecta, el valor de I_{L1} es cero. Por tanto, el IGBT A trabaja bajo condiciones ZCS. Si se observa la línea 2 (cuando se produce la desconexión del IGBT A), la conexión de A_2 tiene lugar antes de la desconexión de A.

Así, la tensión entre el colector y emisor del IGBT A es V_{CA} . El valor de V_{CA} se muestra en la Figura 5.3.6.(a)-Ch2. En la línea 2 de esta figura, el valor de V_{CA} es cero (C_A está descargado). Por tanto, la desconexión del IGBT A se produce en condiciones de ZVS.

I_{D1} y I_{CA} circulan a través del IGBT A_2 . Mirando las líneas 1 y 2 de la Figura 5.3.6.(b), los valores de I_{D1} (Ch1) e I_{CA} (Ch2) son cero durante la conexión y desconexión del IGBT A_2 . Este IGBT se conecta y desconecta bajo condiciones de ZVS y ZCS.

Los IGBTs A_1 y A_3 controlan I_3 , sus conmutaciones se muestran en la Figura 5.3.6.(c). Ambos se conectan bajo condiciones ZCS y se desconectan bajo condiciones ZVS y ZCS, como indican las líneas 1, 2 para A_1 y 3,4 para A_2 .

A_{11} controla I_2 . Primero C_A se descarga, como muestran las líneas 3 y 4 en la Figura 5.3.6.(d). Después, se conecta al mismo tiempo que B_3 produciendo la descarga de C_1 , como muestran las líneas 1 y 2 de la Figura 5.3.6.(d). En ambos casos, A_{11} y B_3 se conectan bajo condiciones ZCS y se desconectan bajo condiciones ZVS y ZCS.

La Figura 5.3.6.(e)-Ch2 muestra la corriente I_{pri} , también se muestran los puntos donde se produce la conmutación ZCSs para varios IGBTs. La Figura 5.3.6. (f₂) y (f₃) presenta los gráficos de la corriente I_{pri} . Con valores $D = 0.35$ y $D = 0.2$ respectivamente. Esos puntos siguen mostrando una corriente igual a cero. Por lo tanto, las conmutaciones siguen siendo blandas o suaves para esos valores de D. El rango de funcionamiento para valores de D es $(0.15 < D < 0.5)$.

La conmutación es blanda o suave para cada IGBT. Por lo tanto, las pérdidas de conmutación son muy bajas comparadas con las que se producirían en una conmutación dura. También se ha reducido las pérdidas del bobinado del secundario realizando un bobinado entrelazado entre los bobinados del primario y secundario del transformador [104].

Las pérdidas de conducción inversa de todos los diodos son muy pequeñas, ya que la relación de cambio de corriente es baja, como se ve en la Figura 5.3.6.(e), Ch 2 y Ch 4. Las únicas pérdidas que no se han minimizado son las intrínsecas de la conducción eléctrica. Por lo tanto, la eficiencia se ha mejorado si se compara con la de un convertidor convencional. La Figura 5.3.5.(b) muestra una gráfica comparativa de la eficiencia del convertidor para distintos valores de la carga. Se observa una mejora considerable.

- *Diseño de las bobinas*

Considerando régimen estacionario, la energía que proporciona el convertidor a la carga en cada semiperiodo debe ser igual a la energía almacenada en cada bobina. Despreciando la resistencia de la bobina, se cumple (5.3.20), y el valor para L_1 (5.3.21),

$$\frac{1}{2} L_1 \left(\frac{V_{in}}{L_1} 0.5T \right)^2 = \frac{V_o I_o 0.5T}{0.95} \quad (5.3.20)$$

$$L_1 = \frac{0.95 V_{in}^2}{4 V_o I_o f_c} \quad (5.3.21)$$

Se debe cumplir que $L_1 = L_2$.

- *Comparación entre tipologías*

La tipología propuesta tiene dos desventajas significativas comparada con otras tipologías de fuentes de tensión y fuentes de corriente. Estas desventajas son el número de componentes y su complejidad.

- La ganancia de tensión (para la misma relación de transformación) es mucho mayor que la alcanzada con una fuente de tensión y un poco mayor que la obtenida con una fuente de corriente (cuando esta tipología funciona con doblador de corriente).
- La tensión de estrés es mayor que la sufrida con la fuente de tensión (tensión de estrés de onda cuadrada). Sin embargo, no es una onda cuadrada debido a la acción de los condensadores. Además la tensión de

estrés es menor que la que se sufre con una fuente de corriente debido a los condensadores.

- La eficiencia es mayor que la obtenida tanto con una fuente de corriente como con una fuente de intensidad. Todas las conmutaciones son blandas o suaves (ZCS, VZS o ambas simultáneamente). Además, las pérdidas de conducción inversa de los diodos se reducen así como las pérdidas del bobinado del secundario. Las pérdidas debidas a la conducción eléctrica se incrementan ligeramente con respecto a las pérdidas de un circuito fuente de corriente debido al incremento de la complejidad del circuito.

5.3.4.- Diseño del convertidor

Según la tensión de entrada V_{in} (24V-33 V), la tensión de salida V_o (500 V), $M_{VCC} = (500/24) = 20.8$, aplicando (5.3.19) o empleando el gráfico de la Figura 5.3.5.(a), para obtener $M_{VCC} = 20.8$, D debe ser igual a 0.41 y $(1/m) = 10$. Entonces la relación de espiras del transformador es $m = 0.1$, dejando un margen de 0.41 a 0.5 para cubrir la caída de tensión debido a un incremento de la carga. Este valor para m se debe tener en cuenta a la hora de construir el transformador, además de tener en cuenta una tensión secundaria en el transformador $E_2=1.08 V_o$ y la potencia del convertidor.

Para el cálculo de los inductores se ha usado (5.3.23), ($V_{in}=24$ V, $V_o=500$ V, $I_o=4$ A, $f_c=4,000$ Hz). Se ha obtenido $L_1=18$ μ A. Para fijar el valor de f_c se hará a criterio de los materiales utilizados, teniendo en cuenta que la frecuencia real a la que está sometido el transformador es 3 veces la frecuencia de conmutación.

Ensayando el transformador se ha obtenido $R_{1cc}=0.069$ Ω , $L_{1cc}=3.9793$ μ H, $R_{cmin}=125$ Ω . $R_T=R_{1cc}+n^2R_{cmim}$ y $L_T=L_{1cc}$. Los valores obtenidos son $R_T=1.323\Omega$, $L_T=3.127$ μ H. Aplicando (5.3.11) y tomando $D_c=0.4$, se obtiene $C_A=C_B<45$ μ F. para obtener C_1 y C_2 se aplica (5.3.13), obteniéndose $C_1=C_2<45\mu$ F, después los condensadores utilizados también deben de cumplir con (5.3.7), teniendo en cuenta que se debe cumplir que $C_A>C_2$, se prueba con valores de capacidad de condensadores reales en (5.3.7), si se toma $C_A=43\mu$ F y $C_2=33$ μ F, con una $R_c=125$ Ω , se obtiene en (5.3.7) un valor de $\delta=1.223e^{-7}$,

en caso de hacer $R_c > 125 \Omega$ el valor δ aumentara, por tanto, en todo el margen de trabajo del convertidor es estable.

Por último se debe de evaluar (5.3.4) en $t=0.6D_cT$, para ver el valor de la intensidad en la malla 2 de la Figura 5.3.4. etapa "b". El valor obtenido debe de ser cero o negativo, en nuestro caso se obtiene $-0.9A$, aunque se obtenga en la evaluación de (5.3.4) un valor negativo de intensidad, en el circuito real, la intensidad negativa la impide D_1 , luego esto solo significa que se ha descargado el inductor completamente, y la intensidad en la desconexión de A_2 y A_1 es cero. El filtro no ha sido tratado porque ya ha sido estudiado en [60].

Para la construcción de este convertidor se pueden utilizar MOSFET o IGBT indistintamente. La diferencia es pequeña si se ha considerado que las pérdidas de conmutación han sido prácticamente eliminadas, y que la principal parte de las pérdidas del convertidor se derivan de las pérdidas de conducción. Dichas pérdidas de conducción son más bajas en los IGBT que en los MOSFET, por lo que sería razonable el uso de IGBT [100]. Por otra parte, si las pérdidas de conmutación no hubieran sido eliminadas, en este caso sería más razonable el empleo de MOSFET, pues la suma de las pérdidas de conmutación más las de conducción es menor en los MOSFET que en los IGBT.

El transformador es bastante grande en términos de sus dimensiones, ya que al entrelazar los bobinados primario y secundario del mismo es necesario un elevado aislamiento entre ambos bobinados. Las bobinas también se han construido con varios conductores en paralelo para reducir su resistencia, por lo tanto, su volumen se ve incrementado.

Por otro lado, la frecuencia de funcionamiento de las bobinas (4KHz) y la del transformador (12KHz) nos es demasiado alta, lo cual contribuye a que el volumen de estos componentes inductivos sea superior al de otras aplicaciones.

5.3.5.- Resultados experimentales

El convertidor presentado es unidireccional, puede ser utilizado en un sistema híbrido como el mostrado en la Figura 5.3.1.(a), aunque este puede ser utilizado tanto para la placa fotovoltaicas como para el pila de combustible. El prototipo se ha construido para ser usado entre la pila de combustible y el bus CC. Éste ha sido construido con una potencia de máxima de 2000W. Concretamente para amplificar la salida de tensión (23-33 V) de una pila de combustible Heliocentris Nexa®1200, aunque su potencia de salida nominal es de 1200W puede llegar a dar algo más de 1500W.

Para verificar el análisis propuesto en este capítulo, en primer lugar se ha aplicado el método propuesto para el cálculo de los parámetros de los componentes, y para el diseño de la técnica de conmutación. Los cálculos y el procedimiento de diseño se han reflejado anteriormente.

Con dichos parámetros y dicha técnica, el convertidor ha sido modelado en Matlab-Simulink, así como su técnica de conmutación. En este modelo se han hecho los últimos ajustes. Posteriormente, se ha construido un prototipo de laboratorio presentado en Figura 5.3.8. Los transistores utilizados en el prototipo se han elegido con los resultados del modelo.

Todas las conmutaciones de los IGBTs del convertidor (conexiones y desconexiones) son suaves, por tanto, las pérdidas de conmutación han sido casi eliminadas. Los diodos no se someten a aumentos repentinos de corriente, por tanto, las pérdidas de conducción inversa son bajas. Para seguir mejorando la eficiencia, los bobinados del transformador se han realizado entrelazando entre sí. Además, los núcleos del transformador y de los inductores, han sido construidos con material (FINEMET) nanocristalino, obtenido a partir de aleaciones amorfas. Para el transformador se ha usado FT-3KMF755G con $B_s=1.23T$, $\mu_r=70.000$ (a 1kHz) y $\mu_r=15.000$ (a 100kHz), con unas pérdidas $P_{cv}=41.09W/Kg$ (a 100kHz, $B_m=0.2T$, $25^\circ C$) y un peso de 267g y volumen de $36cm^3$, para el núcleo de los inductores y la bobina del filtro, se ha usado FT-3KMF4535G con un peso de 89g y volumen de $12.5cm^3$.

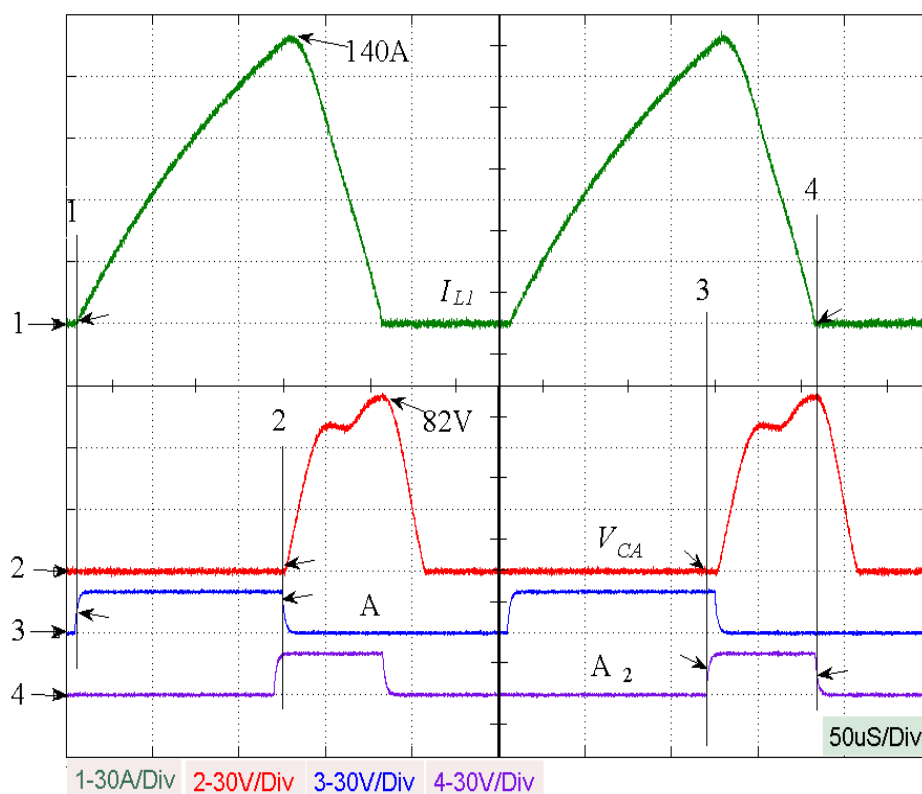


Figura 5.3.6. (a) Ch1- Corriente a través de L_1 , Ch2- Tensión en el condensador C_A , Ch3- Señal de puerta del IGBT A, Ch4- Señal de puerta del IGBT A_2 .

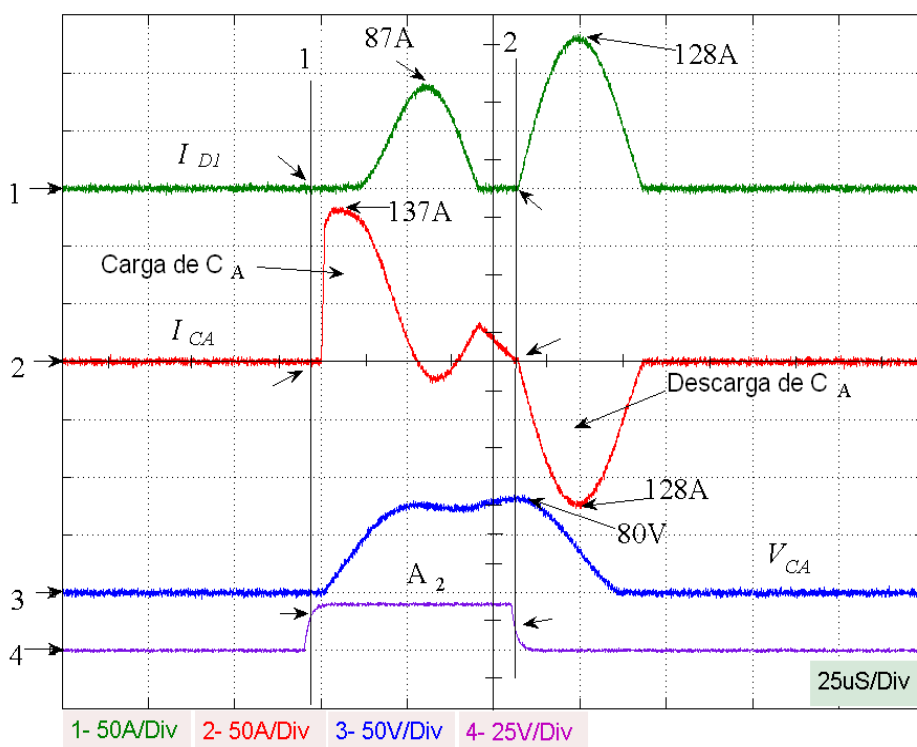


Figura 5.3.6. (b) Ch1- Corriente a través de D_1 , Ch2- Corriente en C_A , Ch3- Tensión en C_A , Ch4- Señal de puerta del IGBT A_2 .

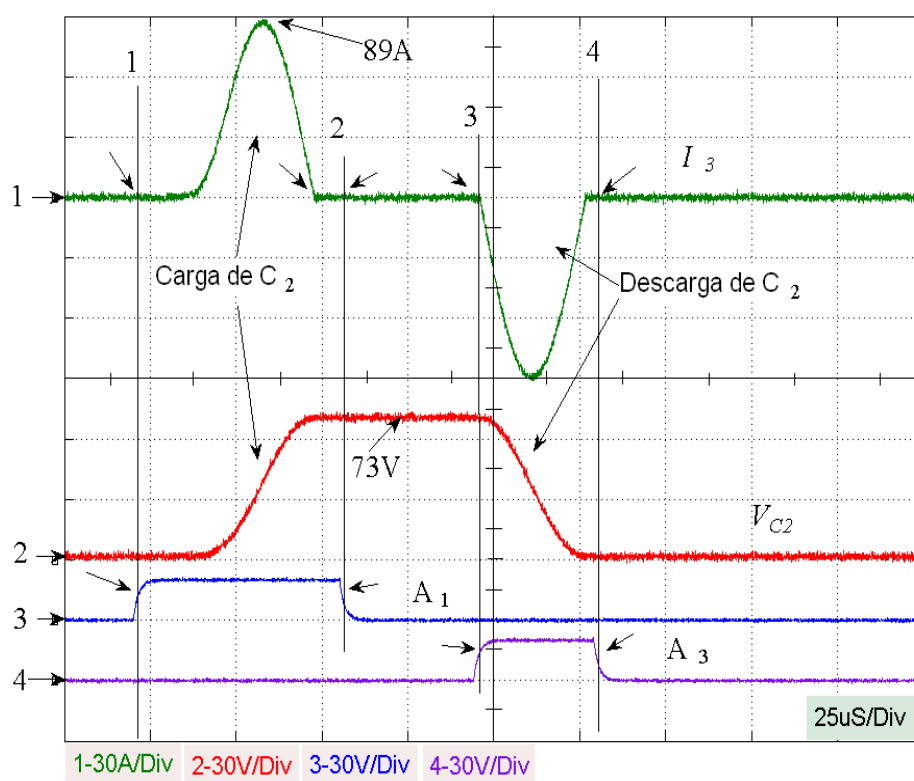


Figura 5.3.6. (c) Ch1- Corriente I_3 , Ch2- Tensión en C_2 , Ch3- Señal de puerta de IGBT A_1 , Ch4- Señal de puerta del IGBT A_3 .

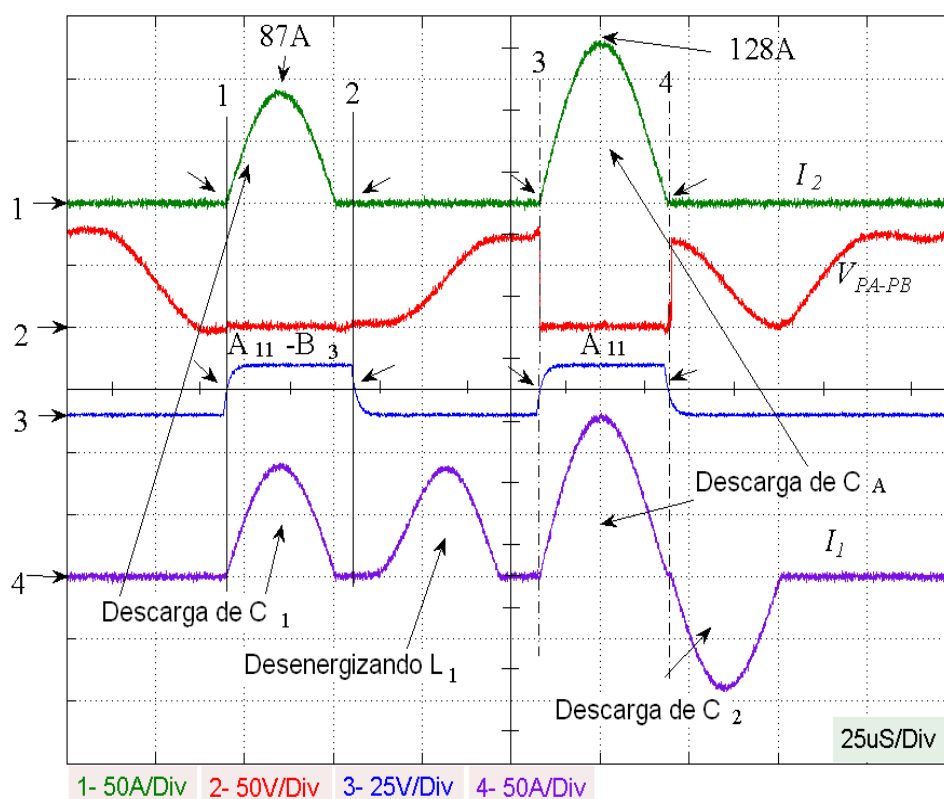


Figura 5.3.6. (d) Ch1- Corriente I_2 , Ch2- Tensión entre P_A y P_B , Ch3- Señal de puerta del IGBT A_{11} , Ch4- Corriente I_1 .

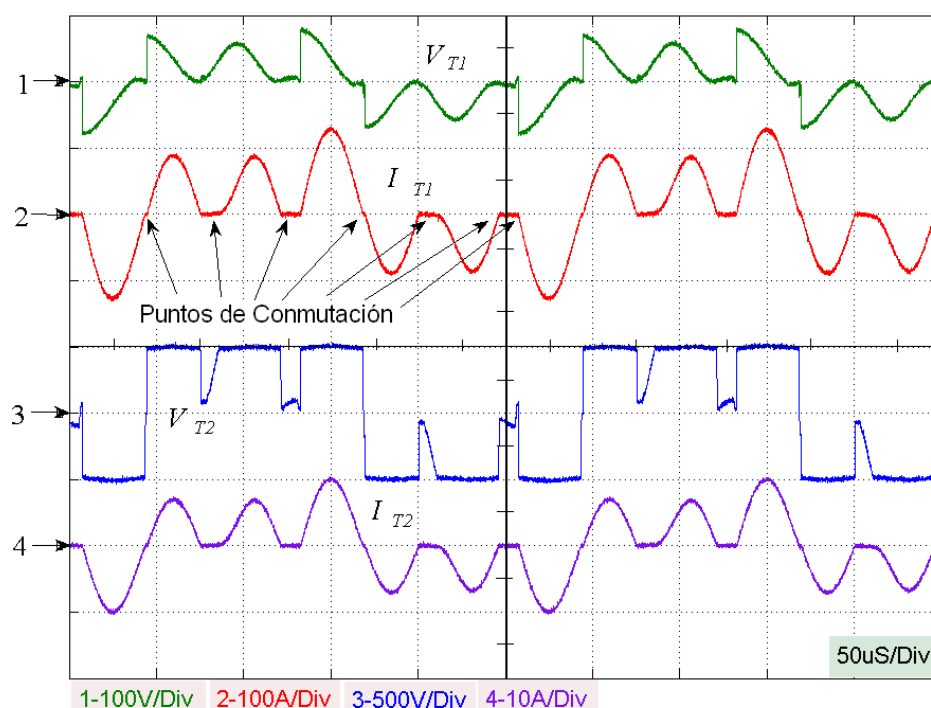
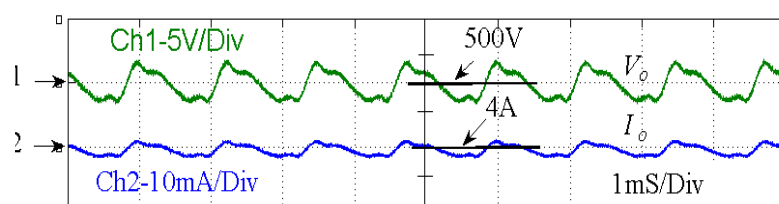
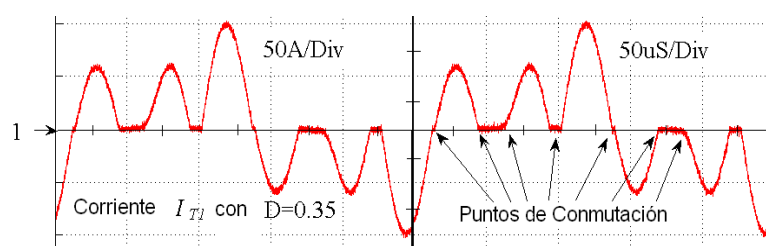


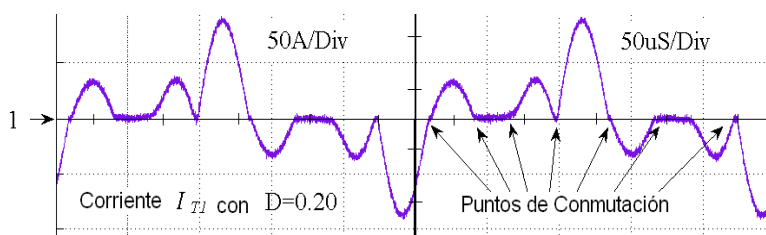
Figura 5.3.6. (e) Ch1- Tensión en el bobinado primario del transformador, Ch2- Corriente a través del bobinado primario del transformador, Ch3- Tensión en el secundario del transformador, Ch4- Corriente a través del bobinado secundario del transformador.



(f₁)



(f₂)



(f₃)

Figura 5.3.6. (f₁) Ch1- Tensión en el bus DC, Ch2- Corriente en la carga, (f₂) Corriente I_{pri} con $D=0.35$, (f₃) Corriente I_{pri} con $D=0.2$.

Para el transformador se ha usado FT-3KMF755G con $B_s=1.23T$, $\mu_r=70.000$ (a 1kHz) y $\mu_r=15.000$ (a 100kHz), con unas pérdidas $P_{cv}=41.09W/Kg$ (a 100kHz, $B_m=0.2T$, $25^\circ C$) y un peso de 267g y volumen de $36cm^3$, para el núcleo de los inductores y la bobina del filtro, se ha usado FT-3KMF4535G con un peso de 89g y volumen de $12.5cm^3$.

Cantidad	Componente	Referencia
4	IGBTs de STMicroelectronics 150A-600V	STGE200NB60S
6	IGBTs de IXYS 60A-300V	IXGH60N30C3
1	Modulo de Vishay con dos Diodos ultra-rápidos (Ultrafast) de 120A-200V	VS-B200FA20P
8	Diodos Ultrafast 12A 600V de STMicroelectronics	STTH12R06D
4	Condensadores 250V 33 μF de Nichicon	UBT2E330MHD
2	Condensadores de Nichicon 250V 10 μF	BCSE1100MPD
2	Condensadores de Nichicon 250V 100 μF	UPW2E101MHD
1	Tarjeta Spectrum Digital eZdspTMTMS320F2812	

Tabla 5.3.2. Componentes del convertidor unidireccional.

Para la implementación de la técnica de conmutación se ha utilizado una tarjeta Spectrum Digital eZdspTMTMS320F2812, esta técnica ha sido implementada con las directrices indicadas en Figura 5.3.2.(a). En la Figura 5.3.6. se muestran algunas de las medidas hechas en el prototipo, estas se han hecho en régimen estacionario, con $V_{in}=30V$ y $R_L=125\Omega$.

En la Figura 5.3.6. (f₁) se muestran los valores de tensión y corriente a la salida del convertidor, para un valor de $D = 0.48$. De nuevo en la Figura 5.3.6. (f₂) y (f₃), muestran la corriente en el primario del transformador I_{pri} , para valores de $D = 0.35$ y $D = 0.2$, respectivamente. Se puede observar que I_{pri} mantiene los mismos puntos de conmutación que I_{pri} en la Figura 5.3.6. (e) Ch2. Esto indica que la conmutación es suave usando diferentes valores de D .

La Figura 5.3.6.(a) podría inducir al lector a pensar que el convertidor trabaja en modo de conducción discontinuo, pues la corriente a través de la bobina L_1 es cero en ciertos intervalos de tiempo. La realidad es que el convertidor objeto de estudio en este capítulo se alimenta por una doble fuente de corriente. Al principio L_1 es energizado, después de que la energía se haya almacenado, ésta es transmitida en el intervalo (t'_0 - t'_2) a los condensadores C_A , C_2 y a la carga, que está conectada al convertidor por el transformador. Las tensiones de C_A y de C_2 tienden a igualarse. Cuando esto ocurre, la corriente del transformador se anula en L_1 .

Después, la energía almacenada en C_A y C_2 es transmitida a la carga, activando A_{11} durante el intervalo ($t'_3 - t'_4$) y activando A_3 , B_{11} durante ($t'_5 - t'_7$), respectivamente. A lo largo del proceso de descarga de C_A y C_2 , L_1 no puede energizarse. Por tanto, durante ese intervalo de tiempo la corriente por L_1 es cero. Una vez este proceso de descarga se ha completado, la energización de L_1 puede reiniciarse.

Si se observa la Figura 5.3.7., en las bobinas L_1 y L_2 que hay un periodo de tiempo en el que por dichas bobinas no fluye corriente, en el primario del transformador la corriente circula siempre, ya que el transformador se alimenta de cuatro condensadores y dos bobinas alternativamente (por tanto, el convertidor siempre trabaja en modo de conducción continua).

Durante la rampa de subida de la corriente de L_1 y de L_2 , ambos inductores se están energizando, y durante la rampa de bajada están cediendo esa energía. Este proceso es alternativo, como muestra la Figura 5.3.7. Ch3.

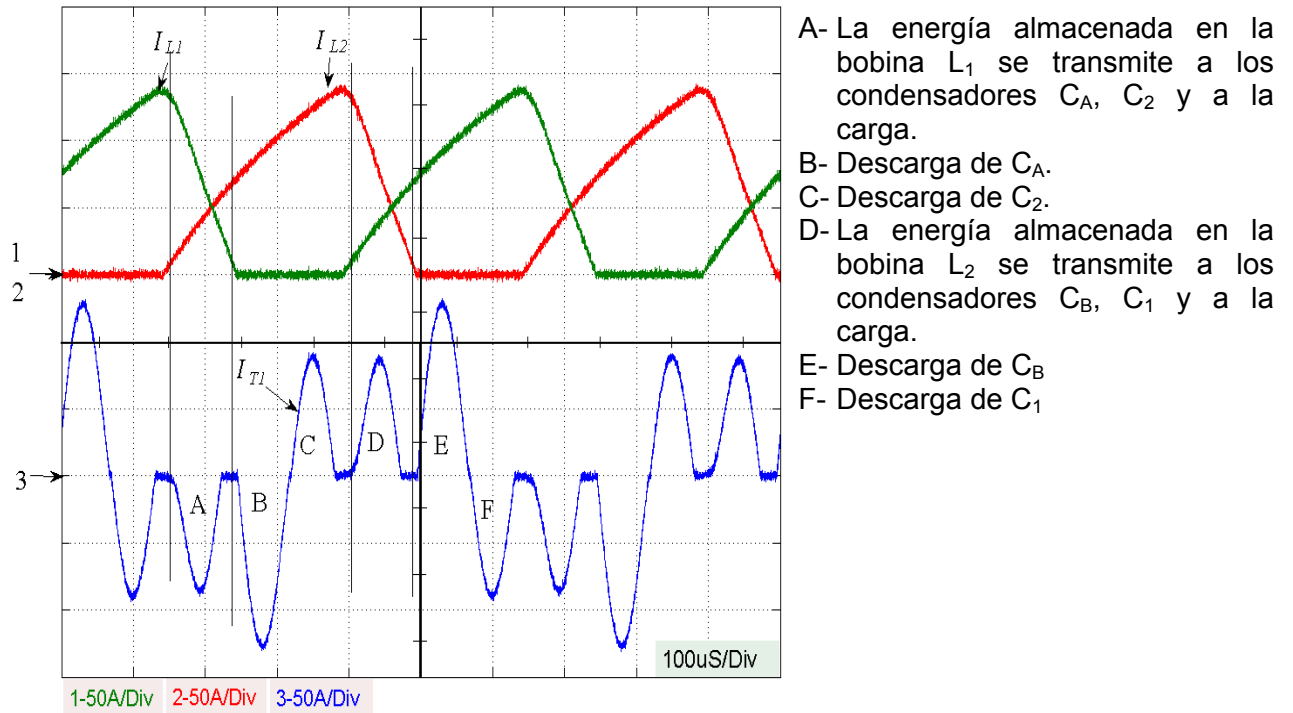


Figura 5.3.7. Ch1- Corriente a través de L_1 , Ch2- Corriente a través de L_2 ,
 Ch3- Corriente a través del bobinado primario del transformador.

En los resultados presentados, se puede observar que todos los IGBTs tienen conmutación suave, tanto en la conexión como en la desconexión y en todo el rango de potencia del convertidor. Los resultados se han obtenido con un valor de $D=0.48$ trabajando el convertidor próximo a la carga máxima (condiciones más desfavorables para la conmutación), suministrando $V_o=499$ V y $I_o=4$ A. Cuando se reduce la carga, también se reduce el ciclo de trabajo y las conmutaciones siguen siendo suaves. Se ha probado el convertidor en varias condiciones de carga y se ha comprobado que los IGBTs presentan conmutación suave para todo el rango de potencia del convertidor.

Igualmente, se han hecho medidas de eficiencia y en varios regímenes de carga, los resultados se muestran en la Figura 5.3.5.(b), las pérdidas de conmutación de los componentes, así como, las pérdidas en el núcleo han sido eliminadas casi en su totalidad, la temperatura de trabajo del prototipo es baja. La frecuencia de conmutación usada ha sido de 4000Hz.

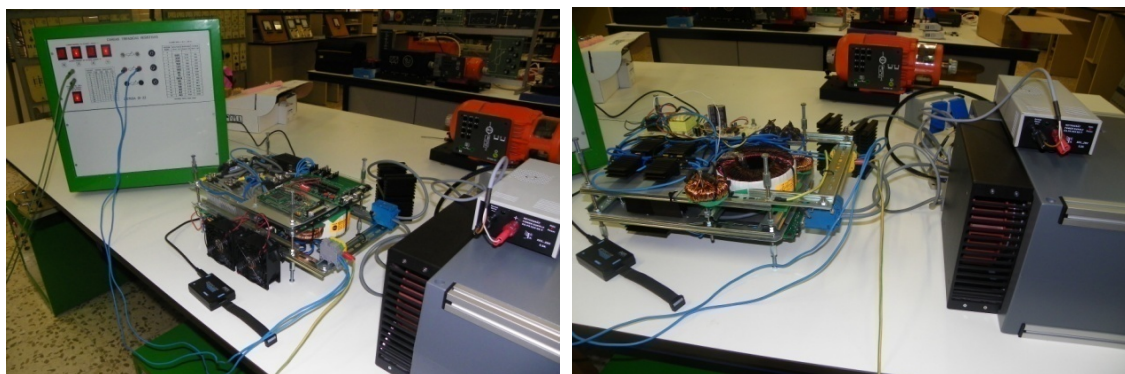


Figura 5.3.8. Prototipo de laboratorio del convertidor CC/CC unidireccional.

5.3.6.- Conclusiones

Se ha presentado en este capítulo un nuevo convertidor elevador unidireccional CC/CC con conmutación suave en todo el rango de funcionamiento, usando un transformador de alta frecuencia. Este convertidor puede emplearse en sistemas híbridos que usen energías renovables, para conectar una pila de combustible al bus CC. La principal innovación de este convertidor es la técnica de conmutación y el circuito de potencia, que es capaz de alcanzar una alta capacidad de multiplicación de tensión. En este caso de 24 a 500 V. Además, se pueden transferir medias – altas potencias con una elevada eficiencia (97%), ya que se han eliminado las pérdidas de conmutación de los IGBTs, así como las pérdidas de conducción inversa de los diodos. Se ha presentado un análisis de la técnica de conmutación y, para verificar el correcto funcionamiento del convertidor, se ha construido un prototipo de laboratorio de convertidor elevador de 2kW y se han presentado los resultados experimentales del mismo. El algoritmo de conmutación empleado se ha modelado en Matlab-Simulink para generar el código C. Dicho código se ha compilado en una DSP F2812, que ha sido utilizado para construir el prototipo.

6.- Convertidores Bidireccionales

6.1.- Convertidor Bidireccional para la Batería

Se presenta en este capítulo una nueva tipología de convertidor CC/CC aislado utilizando una nueva técnica de conmutación suave, empleando un transformador con dos tomas, y dos puentes completos de IGBTs, uno a cada lado del transformador, para integrarlo en un sistema híbrido de generación de energías renovables. A su vez se presenta un método para el diseño de un nuevo convertidor. El método descrito podrá utilizarse tanto para diseñar convertidores CC/CC unidireccionales como bidireccionales. Se introducirá una nueva técnica de conmutación y su correspondiente algoritmo. Dicho algoritmo lo se implementa en una tarjeta Spectrum Digital eZdsp™ TMS320F2812. Como se muestra en este capítulo, este convertidor es capaz de alcanzar amplias relaciones de conversión de tensión, tanto en modo elevador como en modo reductor. Se obtienen buenas eficiencias a medias y altas potencias CC. Para verificar el principio de operación se ha desarrollado un prototipo de laboratorio de 10 kW. Se presentan los resultados experimentales operando en modo elevador.

6.1.1.- Introducción

Como se ha explicado previamente, una de las características que hace más compleja la implantación y el uso masivo de las fuentes de energía renovable es su variación aleatoria en la energía generada, obteniéndose un amplio rango en la tensión y potencia de salida. En un sistema de generación distribuida con función de acumulación en una batería, como aparece en la Figura 6.1.1.(a) el bus CC puede estar conectado a un generador, [33], movido por una turbina de viento mediante un rectificador controlado. Los sistemas de gestión de energía empleados requieren elementos de almacenamiento de energía y de potencia como baterías y ultracondensadores (UCs), estos últimos han sido propuestos

para su uso en sistemas de distribución eléctrica de vehículos convencionales e híbridos, para prolongar el tiempo de vida de servicio de la batería [107]. La batería se puede cargar y descargar a través de un convertidor CC/CC bidireccional para mantener la tensión en el bus CC casi constante [108]. Por otro lado, si la tipología y su técnica de control se adaptan adecuadamente a la aplicación concreta, se pueden obtener importantes mejoras en la calidad de la salida del convertidor [117]

El convertidor aquí presentado puede operar con conmutación suave y frecuencia de conmutación constante. En [34], se presenta un convertidor con doble estructura resonante que utiliza conmutación suave. En [118], se presenta otro convertidor trifásico alimentado en corriente con configuración “push-pull” para cada una de las fases.

En este capítulo se presenta el método de cálculo y una técnica de conmutación. También se ha implementado un algoritmo de conmutación para el convertidor CC/CC en la DSP. Este método puede aplicarse a convertidores unidireccionales y bidireccionales. La Figura 6.1.1. muestra dichos convertidores como elementos de un sistema híbrido.

Para probar la correcta operación del algoritmo de control de los convertidores se ha utilizado la aplicación MATLAB-Simulink® para modelar el correspondiente algoritmo del convertidor, el cual se ha implementado en un montaje de prototipo utilizando una tarjeta Spectrum Digital eZdspTMTMS320F2812 con una DSP F2812.

6.1.2.- Consideraciones de Diseño

Los circuitos de los convertidores de puente completo unidireccional y bidireccional presentados en este capítulo se muestran en la Figura 6.1.1. El ciclo de trabajo máximo de la tensión de puerta de los transistores del puente, debe de ser ligeramente inferior al 50% del período, T . Este tipo de convertidores es adecuado para aplicaciones de alta potencia y media tensión, ya que la tensión de estrés de los conmutadores y diodos no es superior a V_{in} en la etapa de entrada y a V_{in}/m en la etapa de salida. La etapa de entrada es simétrica a la de salida y ambas etapas pueden ser permutadas entre sí. En la

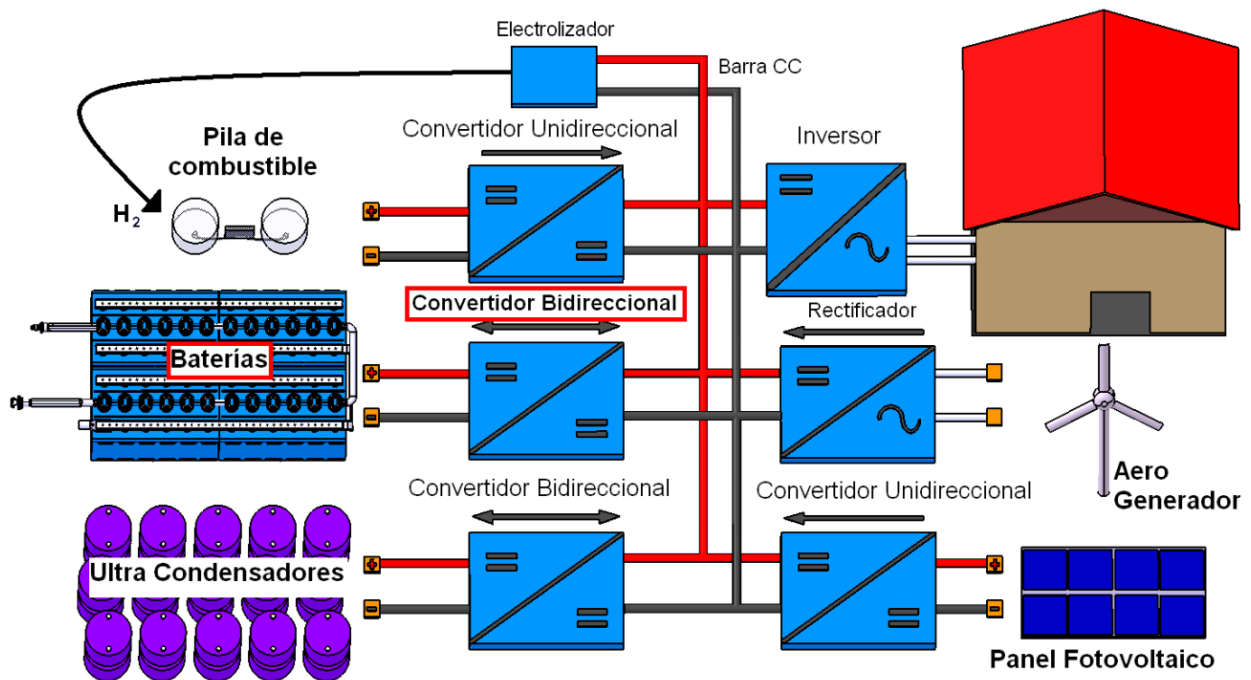
Figura 6.1.1., los diodos conectados a cada transistor se identificarán con la letra D y el subíndice del transistor correspondiente. Durante el intervalo $0 < t < DT$, los conmutadores S_1 y S_3 , así como los diodos D_6 y D_8 están conduciendo. Las tensiones a través de los diodos D_2 y D_4 son iguales entre sí e iguales a la tensión de entrada, $V_{D4} = V_{D2} = V_{in}$. También se cumple que $E_1 = V_{in}$.

Para el diseño de un convertidor, en primer lugar fijamos el valor de la tensión de salida V_o y el rango de valores de potencia de salida del convertidor ($P_{o\max}$, $P_{o\min}$). Teniendo en cuenta los valores de potencia y de tensión fijados, se determinan los valores de intensidad de salida máxima y mínima del convertidor, siendo estas:

$$I_{O\max} = P_{O\max} / V_o \quad I_{O\min} = P_{O\min} / V_o$$

Una vez que se conocen los valores de intensidad, se determinan los valores de resistencia de carga, máxima y mínima, que pueden ser conectados al convertidor

$$R_{L\max} = V_o / I_{O\min} \quad R_{L\min} = V_o / I_{O\max}$$



(a)

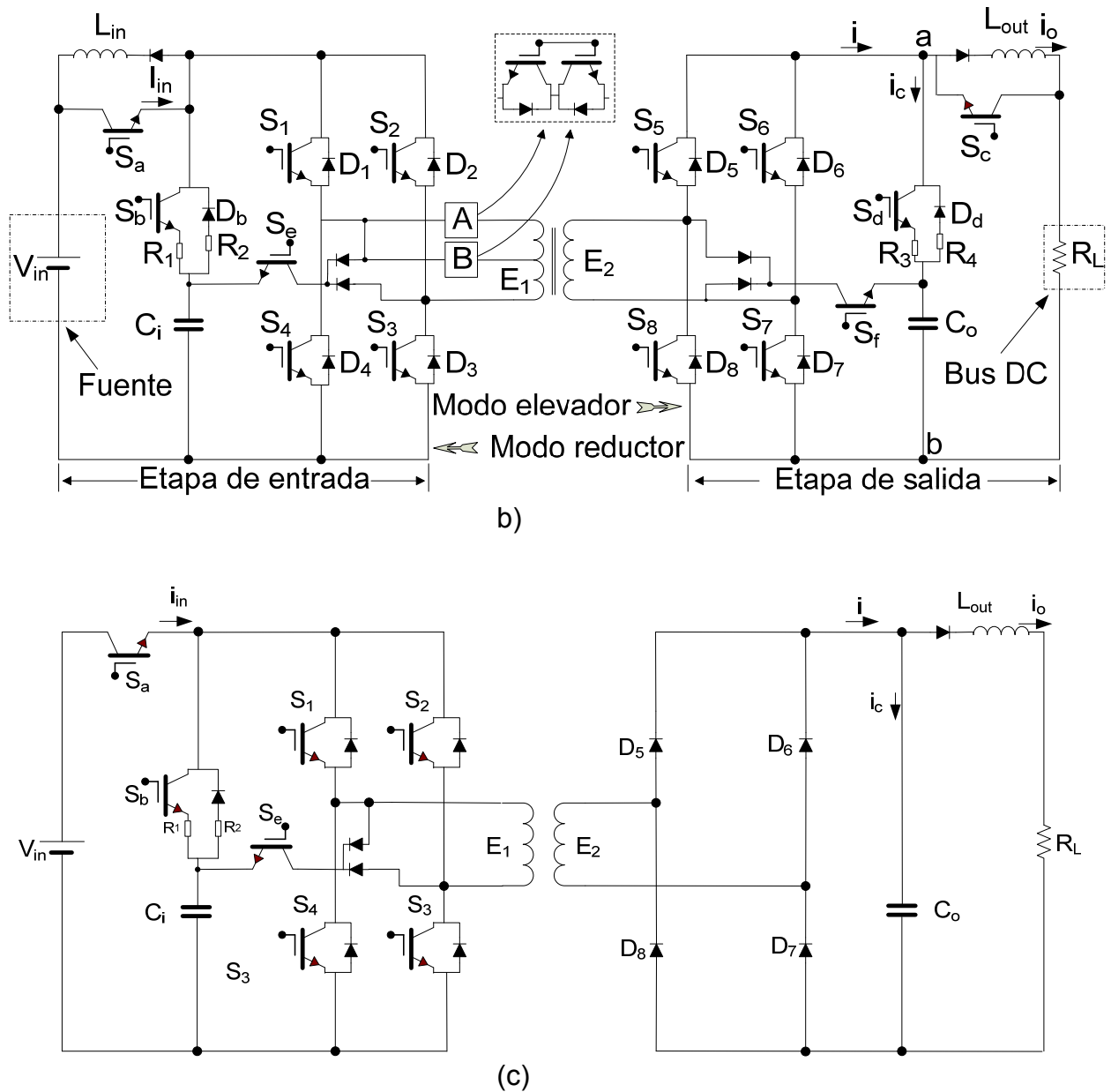


Figura 6.1.1. (a) Sistema Híbrido, (b) Convertidor bidireccional propuesto, (c) Convertidor unidireccional propuesto.

En cualquier fuente de tensión real, la tensión suministrada es variable, de modo que se pueden definir tres valores de tensión de trabajo. Valor mínimo y máximo, que serán el valor más pequeño y el valor mayor de tensión que puede dar la fuente en condiciones normales de trabajo, respectivamente. Por su parte, el valor nominal de tensión será el valor medio de tensión que aporta la fuente en condiciones normales de trabajo. Como la tensión de salida se debe de mantener en un valor fijo V_o , se definirán tres funciones de transferencia.

$$M_{VCCmin} = \frac{V_o}{V_{in max}} \quad M_{VCCnom} = \frac{V_o}{V_{in nom}} \quad M_{VCCmax} = \frac{V_o}{V_{in min}} \quad (6.1.1)$$

De modo que, el valor de tensión de salida del transformador que se ha utilizado en el convertidor debe de tener margen para poder cubrir la función de transferencia de tensión máxima exigida por el convertidor, y también la caída de tensión interna del transformador y la caída de tensión de los dispositivos electrónicos.

El ciclo de trabajo de cada rama de la entrada del convertidor puede ser como máximo de 0.5D. Para no aprovechar todo el ciclo tomaremos como valor del ciclo máximo $D_{max}=0.4D$. Por otro lado se estimará un valor de eficacia del convertidor, esta estimación puede hacerse sin ningún problema algo inferior al valor de eficacia real del convertidor, este puede ser estimado en (0.85 -0.90).

Teniendo en cuenta las estimaciones hechas de eficacia y valor de D_{max} se calcula la relación de transformación del transformador del convertidor.

$$m = \frac{2\rho D_{max}}{M_{VCCmax}} \quad (6.1.2)$$

Se tomará un valor de $m \leq$ que el obtenido en (6.1.2).

Si el convertidor es bidireccional, tendrá dos relaciones de transformación una en el sentido reductor y otra en el sentido elevador, luego será necesario un transformador con dos tomas de tensión. Si la diferencia de tensiones no es muy grande también se puede utilizar un autotransformador. El diseño del resto de los elementos del circuito se hará teniendo en cuenta la potencia máxima que se va a convertir y el sentido en el que se va a convertir.

Una vez fijada la relación de transformación, se determina el rango de valores del ciclo de trabajo y el valor nominal del mismo.

$$D_{max} = \frac{mM_{VCCmin}}{2\rho} \quad D_{nom} = \frac{mM_{VCCnom}}{2\rho} \quad D_{min} = \frac{mM_{VCCmax}}{2\rho} \quad (6.1.3)$$

Después se fija la frecuencia de conmutación f_c a la que va a trabajar el convertidor, con ésta se determina el periodo de conmutación $T=(1/f_c)$.

El filtro de salida debe de tener un valor de inductancia mínimo para que el convertidor trabaje en modo de conducción continua, este se obtiene con la expresión

$$(L_{out} \text{ o } L_{in}) \geq (L_{out(min)} \text{ o } L_{in(min)}) = \frac{R_{L_{max}}}{2} T(0.5 - D_{min}) \quad (6.1.4)$$

Por otro lado, se quiere determinar un valor de rizado máximo de la corriente de salida, para ello también es necesario un valor de inductancia mínimo que se obtiene mediante la expresión

$$(L_{out} \text{ o } L_{in}) \geq (L_{out(min)} \text{ o } L_{in(min)}) = \frac{V_0 T(0.5 - D_{min})}{\Delta i_{L_{out(max)}}} \quad (6.1.5)$$

Por tanto, el valor de la inductancia de la bobina del filtro será mayor o igual al mayor valor obtenido en las expresiones (6.1.4) y (6.1.5). Si el convertidor es bidireccional el cálculo hay que hacerlo para las dos inductancias, la de entrada $L_{in(min)}$ y la de salida $L_{out(min)}$.

Obtenido el valor de la inductancia del filtro, puede ser determinado el valor de rizado de la intensidad de carga

$$(\Delta i_0) = \frac{V_0 T(0.5 - D_{min})}{L_{out}} \quad (6.1.6)$$

Según Figura 6.1.1., el rizado de tensión entre los nudos “a” “b” será:

$$\Delta v_{ab} = \Delta i_{L_{out}} \left(\vec{R}_L + \overline{2\pi f c L_{out}} \right),$$

la parte imaginaria de la impedancia es mucho menor que la parte real, luego ésta se puede despreciar quedando $\Delta v_{ab} \approx \Delta i_{L_{out}} R_L$.

Para obtener el valor r_c se tiene que buscar un valor de compromiso, ya que si se toma r_c muy pequeño, las intensidades que circulan por las ramas del condensador son muy grandes, y si el valor de r_c es muy grande aumenta el valor de rizado de tensión, Por tanto la expresión para determinar la resistencia del condensador será:

$$\frac{\Delta V_{ab}}{\Delta i_{0\max}} = r_{c\max} \geq r_c \geq r_{c\min} = \frac{\Delta V_{ab}}{\Delta i_{c\max}} \quad (6.1.7)$$

Se aconseja que el valor r_c se tome más próximo a $r_{c\min}$, con el objeto de obtener un rizado lo más bajo posible, pero siempre que no se pongan en peligro los componentes del circuito, por tanto, se han utilizado dos resistencias, R_3 que limita la intensidad de carga del condensador C_o y R_4 limita la descarga de C_o .

Para determinar el valor mínimo de la capacidad del filtro con objeto de obtener el rizado previsto se puede utilizar la expresión:

$$C = \left(D \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta i_0}{\Delta i} \right) \cdot \frac{T}{2} \right) / r_c \quad (6.1.8)$$

Pero teniendo en cuenta que el rizado en la bobina es mucho más pequeño que el rizado en el condensador, la expresión (6.1.8) se convierte en (6.1.9). Si el convertidor es bidireccional, C_i y C_o se calcularán con la expresión (6.1.9).

$$C \geq C_{\min} = \frac{D_{\max}}{2f_c r_c} \quad (6.1.9)$$

El valor usado de C debe de ser mayor que $C_{\min}$.

6.1.3.- Análisis del Convertidor.

Durante el tiempo $0 < t < D(T/2)$, los conmutadores S_1 y S_3 de la etapa de entrada, así como los diodos D_6 y D_8 de la etapa de salida están conduciendo. Las tensiones de estrés en los diodos D_2 y D_4 son, $V_{D2}=V_{D4}=V_{in}$, también se cumple que $E_1 = V_{in}$. La Figura 6.1.2. muestra el esquema del filtro y la Figura 6.1.3. describe el diagrama de operación y las formas de onda del convertidor operando como elevador.

El estudio presentado supone que los conmutadores utilizados son ideales. El transformador es modelado como un transformador ideal, los componentes pasivos son tratados como lineales, la impedancia de salida de la fuente de tensión V_{in} se considera cero, tanto para la componente CC como para los

componentes de CA [22]. Las suposiciones hechas facilitan los cálculos y los resultados obtenidos son válidos y difieren muy poco de los reales.

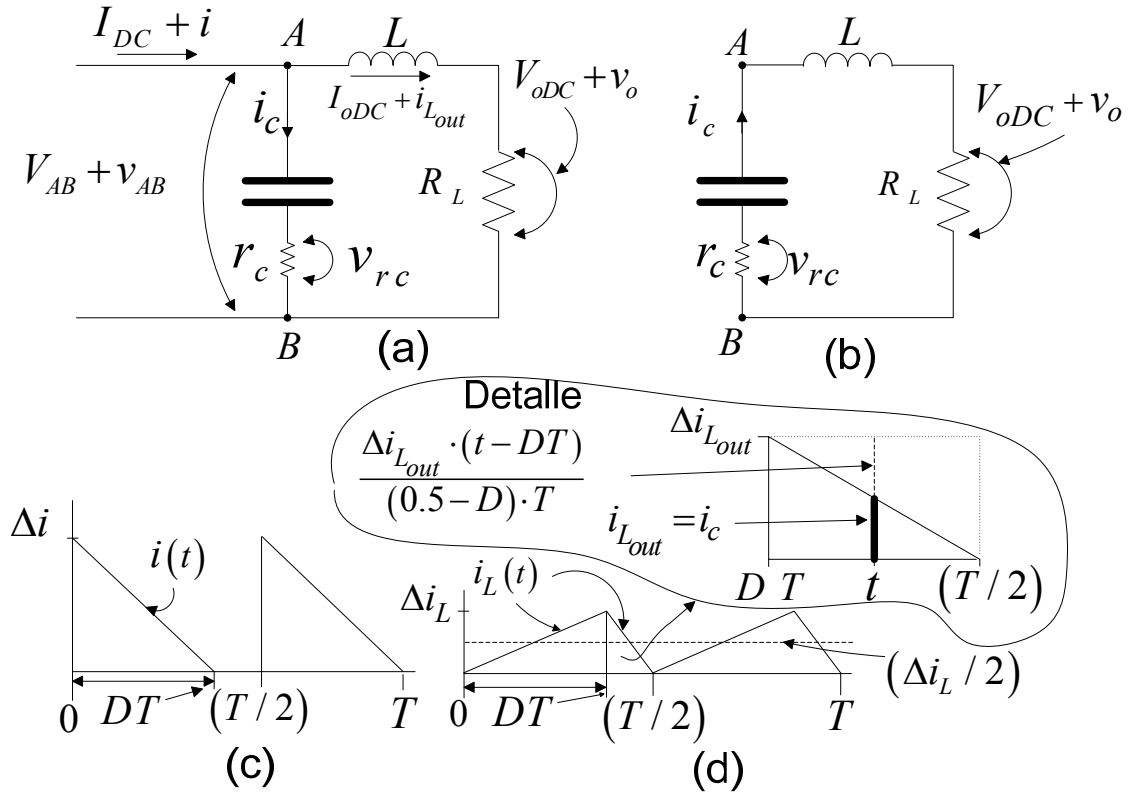


Figura 6.1.2. Esquema del filtro, (a) Con los IGBTs S_1 y S_3 o S_2 y S_4 conduciendo y cargando el condensador, (b) con S_1 y S_3 o S_2 y S_4 desconectados y descargando el condensador, (c) gráfico teórico de i , (d) gráfico y detalle de i_L

- Inductancia del bobinado primario.

Para calcular la inductancia del bobinado primario del transformador se aplican las expresiones matemáticas presentadas en el capítulo 5.2.1. Obteniéndose la siguiente expresión:

$$L_1 \geq L_{1 \min} = \frac{V_{in(max)}}{\Delta i_{L_1(max)}} D_{\min} T \quad (6.1.10)$$

Por tanto, el valor de L_1 elegido para la bobina del transformador debe ser superior a $L_{1 \min}$ obtenido en (6.1.10), donde $V_{in(max)}$ es la máxima tensión de la

fuente de alimentación y $\Delta i_{L_1(\max)}$ es el valor máximo de la intensidad de pico en el bobinado del primario del transformador.

- *Inductancia de la bobina del filtro.*

Se aplican las expresiones obtenidas en el capítulo 5.2.1, resultando el valor del rizado de la corriente que circula por la bobina L_{out} :

$$\Delta i_{L_{out}} = i_{L_{out}(DT)} - i_{L_{out}(0)} = \frac{\left(\frac{V_{in}}{m} - V_0\right)DT}{L_{out}} = \frac{\left(\frac{V_0}{2D} - V_0\right)DT}{L_{out}} = \frac{V_0 T(0.5 - D)}{L_{out}} \quad (6.1.11)$$

Y siendo la inductancia mínima de la bobina del filtro de salida:

$$L_{out} \geq L_{out(\min)} = \frac{V_0 T(0.5 - D_{\min})}{2\bar{I}_{oB}} = \frac{R_{L\max}}{2} T(0.5 - D_{\min}) = \frac{R_{L\max}(0.5 - D_{\min})}{2f_c} \quad (6.1.12)$$

Por tanto, el valor que se debe seleccionar para la inductancia del filtro, de forma que el convertidor no trabaje en modo de conducción discontinua, depende entre otros parámetros, de la resistencia de carga máxima que puede ser acoplada a la salida del convertidor. La inductancia seleccionada debe de ser superior a la obtenida en (6.1.12).

- *Capacidad de los condensadores.*

Otro elemento clave para obtener una tensión y una corriente de calidad a la salida del convertidor es el condensador del filtro, el esquema del filtro es mostrado en la Figura 6.1.3., el condensador ha sido modelado por su capacidad C_0 y su resistencia serie equivalente r_c , el filtro debe de ser diseñado de modo que la impedancia de la rama capacitiva para la componente alterna, sea mucho menor que la impedancia de la rama LR_L . Se aplicarán las expresiones obtenidas en el capítulo 5.2.1, obteniéndose los valores mínimos de los condensadores. Se obtiene,

$$C \geq C_{\min} = \max \left[\frac{D_{\max}}{f_c r_{c\max}}, \frac{(0.5 - D_{\min})}{f_c r_{c\max}} \right] \quad (6.1.13)$$

El valor de r_c debe de ser pequeño, ya que éste hace que aumente el rizado en la carga, son valores adecuados de 0.1Ω a 1Ω . Para el cálculo de las capacidades de C_i y C_o , se utiliza (6.1.13), ya que el convertidor es bidireccional y ambos condensadores pueden estar integrados en un filtro. El valor de capacidad de los condensadores se tomará superior al valor máximo de los dos resultados obtenidos en (6.1.13).

- *Determinación del rango de valores del ciclo de trabajo.*

Despreciando la corriente de magnetización del transformador, la corriente de entrada del convertidor puede ser aproximada por:

$$I_{in} \approx I_{S1} + I_{S2} \approx \begin{cases} (I_{oDC} / m), & \text{para } 0 < t \leq DT \text{ o } (T/2) < t \leq (T/2) + DT \\ 0, & \text{para } DT < t \leq (T/2) \text{ o } (T/2) + DT < t \leq T \end{cases}$$

Por tanto, la componente de corriente CC será,

$$I_{inDC} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} I_{S1} + \int_{(T/2)}^{(T/2)+DT} I_{S2} \right] dt = \frac{2}{T} \int_0^{DT} \frac{I_{oDC}}{m} dt = \frac{2DI_{oDC}}{m}$$

Luego la función de transferencia de corriente, que es válida para el convertidor con pérdidas y sin pérdidas es.

$$M_{ICC} = \frac{I_{oCC}}{I_{inCC}} = \frac{m}{2D} \quad (6.1.14)$$

Por otra parte, la eficiencia del convertidor, teniendo en cuenta (6.1.14) se expresa,

$$\rho = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{V_{oCC} I_{oCC}}{V_{in} I_{inCC}} = \frac{m M_{VCC}}{2D} \quad (6.1.15)$$

siendo

$$M_{VCC} = \frac{V_{oCC}}{V_{in}} \quad (6.1.16)$$

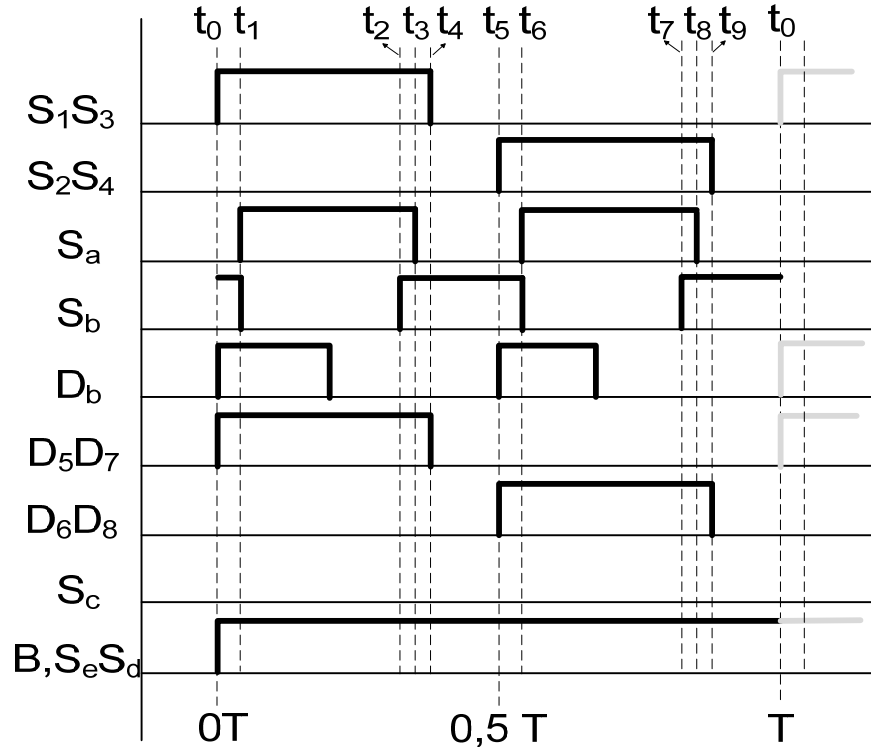
de donde puede ser obtenido el ciclo de trabajo D fijado un valor de $M_{VCC} = (V_{oCC}/V_{in})$ y un valor de ρ .

$$D = \frac{mV_{oCC}}{2\rho V_{In}} \quad (6.1.17)$$

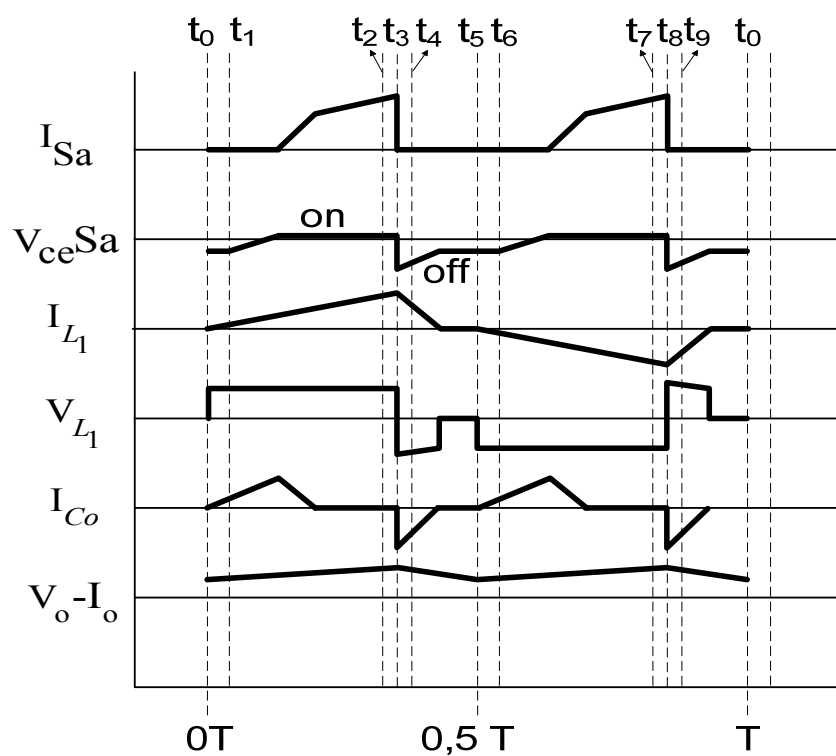
$$M_{VCC} = \frac{2D\rho}{m} \quad (6.1.18)$$

6.1.4.- Principio de funcionamiento del circuito

Como se puede apreciar en la Figura 6.1.1., el convertidor puede ser diseñado como bidireccional o como unidireccional. El bidireccional es simétrico y más complejo, éste puede funcionar en modo elevador, y en modo reductor. Los ciclos de trabajo para ambos modos también son simétricos, a continuación mostraremos el ciclo de trabajo y las etapas de operación del modo elevador. En la Figura 6.1.3. se muestra el ciclo de trabajo y en la Figura 6.1.4. se muestran las etapas de operación.



(a)



(b)

Figura 6.1.3. (a) Diagrama de Funcionamiento en modo elevador, (b) Formas de onda del convertidor operando en modo elevador

Antes de iniciar el funcionamiento en estado estacionario el convertidor debe cargar los condensadores C_i y C_o para evitar el transitorio de conexión, para esto se utiliza S_b y S_d .

Etapa “a” [$t_0 \leq t < t_1$]: una vez que el convertidor ha alcanzado un estado estacionario de trabajo, el condensador C_i tiene una carga inicial, en el instante t_0 son conectados, S_1 y S_3 , de modo que el condensador comienza a descargarse a través del circuito formado por D_b, S_1, S_3 y el bobinado primario del transformador. En esta etapa, a la salida del convertidor están conduciendo los diodos D_5 y D_7 , también está conectado el IGBT S_d para filtrar la corriente de salida del convertidor.

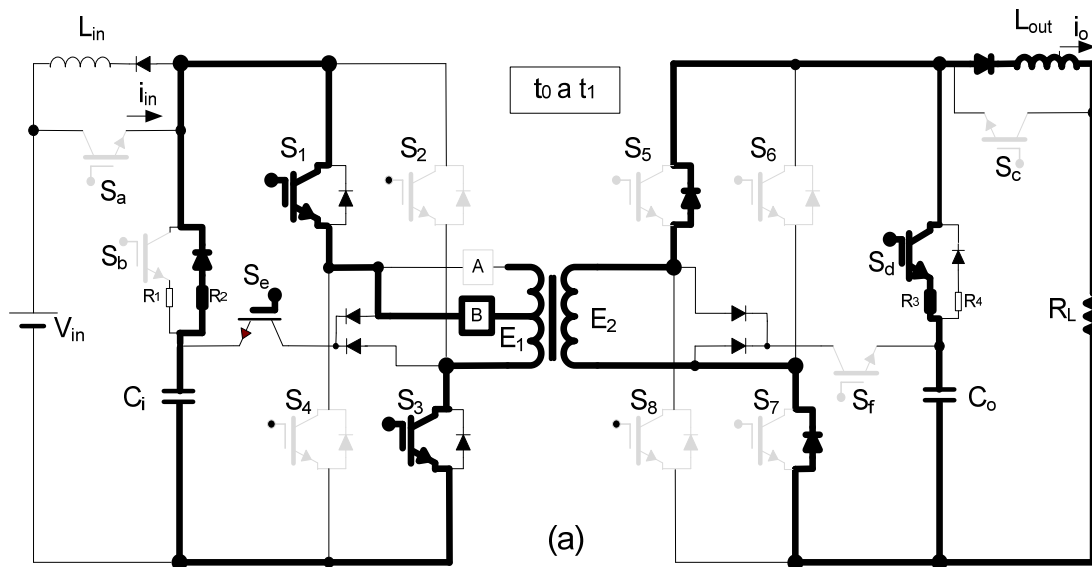


Figura 6.1.4. (a) Etapa “a” de funcionamiento en modo elevador.

Etapa “b” [$t_1 \leq t < t_2$]: en t_1 se conecta S_a y se desconecta S_b , la diferencia de potencial entre el polo positivo de la fuente de CC y el polo positivo de C_i , puede ser regulada con los valores R_1 y R_2 , de modo que la conexión y desconexión de S_a se puede producir próxima a 0 V, esto puede apreciarse en Figura 6.1.9. Ch1, cuando S_a es conectado, el diodo D_b es polarizado inversamente, por tanto el circuito del primario es cerrado a través de S_a, S_1, L_1, S_3 . Los valores de R_1 y R_2 regulan el nivel de tensión de C_i y las intensidades de carga y descarga de C_i .

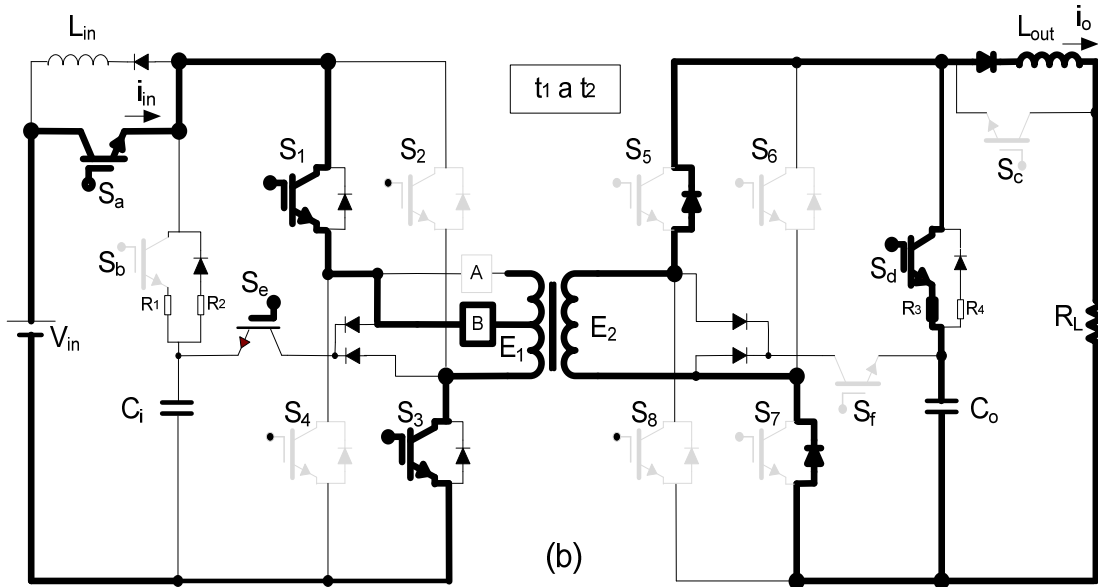


Figura 6.1.4. (b) Etapa “b” de funcionamiento en modo elevador.

Etapa “c” [$t_2 \leq t < t_3$]: en t_2 se conecta S_b , de modo que el condensador eleva su nivel de carga durante esta etapa, recibiendo carga desde la batería. Por otro lado el primario del transformador sigue conectado a la batería a través de S_1, S_3 . La salida sigue igual que en la etapa b.

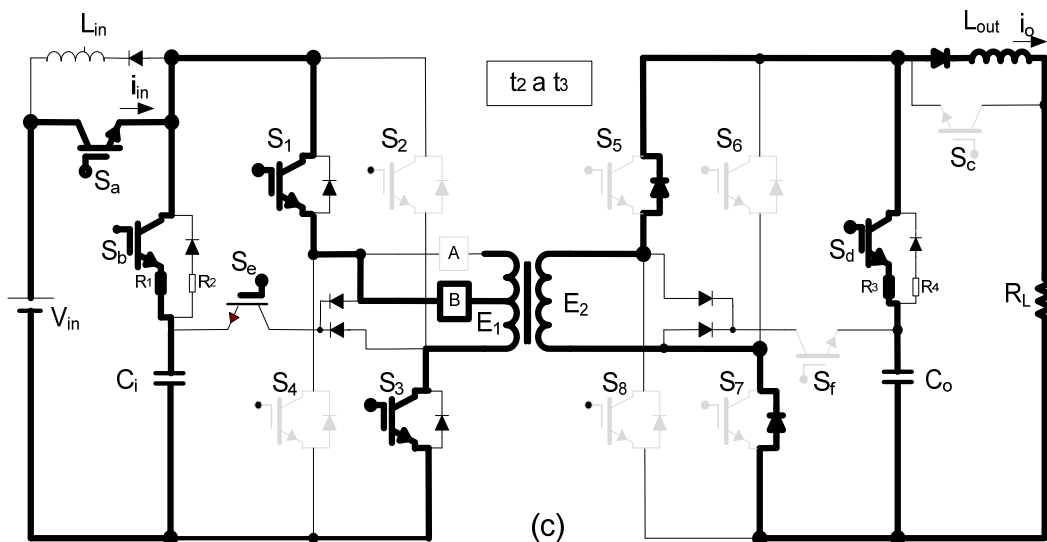


Figura 6.1.4. (c) Etapa “c” de funcionamiento en modo elevador.

Etapa “d” [$t_3 \leq t < t_4$]: en t_3 se desconecta S_a , la batería del circuito deja de suministrar energía al transformador. La tensión existente en el condensador C_i y en la bobina L_1 se ponen en serie sumándose, produciéndose la descarga de parte de la energía existente en la bobina y parte de la carga existente en el condensador, para mantener durante esta etapa la circulación de corriente por el bobinado primario, esta corriente circula por el circuito $C_i, D_b, S_1, B, S_3, L_1, C_i$.

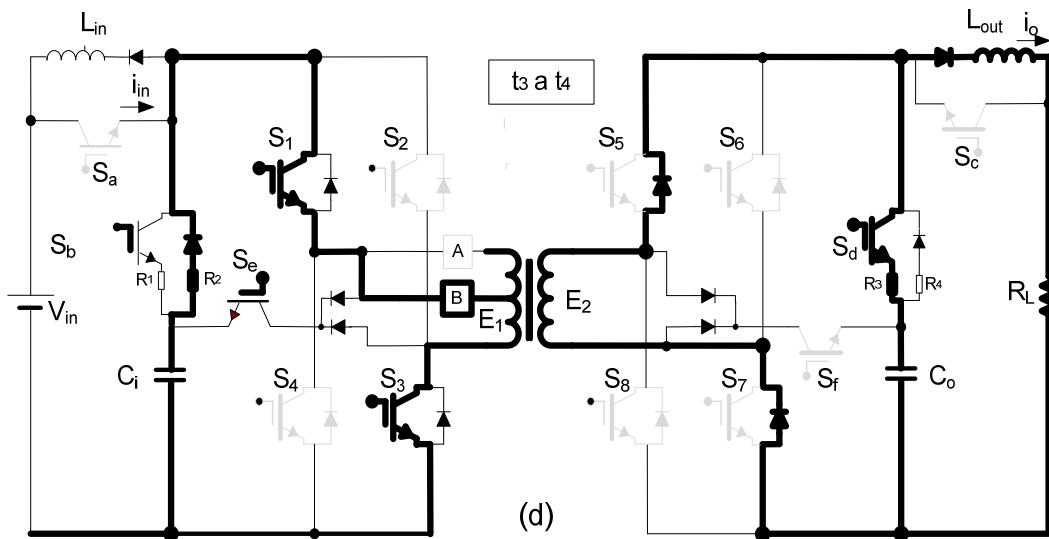


Figura 6.1.4. (d) Etapa “d” de funcionando en modo elevador.

Etapa “e” [$t_4 \leq t < t_5$]: en t_4 se desconectan S_1 y S_3 , cuando se producen estas desconexiones el devanado primario del transformador está iniciando el proceso de descarga, éste se produce por dos vías, una principal que es a través de S_e y la otra, a través de D_2, S_b, D_4 . La energía que existía en el campo magnético de la bobina es almacenada en el condensador en forma de carga. El condensador queda cargado con un nivel algo superior a V_{in} para la siguiente etapa. En el circuito de salida del convertidor parte de la energía almacenada en L_{out} y en el condensador son utilizadas para mantener la circulación de intensidad a través de la carga. Esto se produce a través del circuito C_o, D_d, L_{out}, R_L . También la energía existente en la bobina del secundario del transformador se utiliza para mantener la circulación a través de la carga.

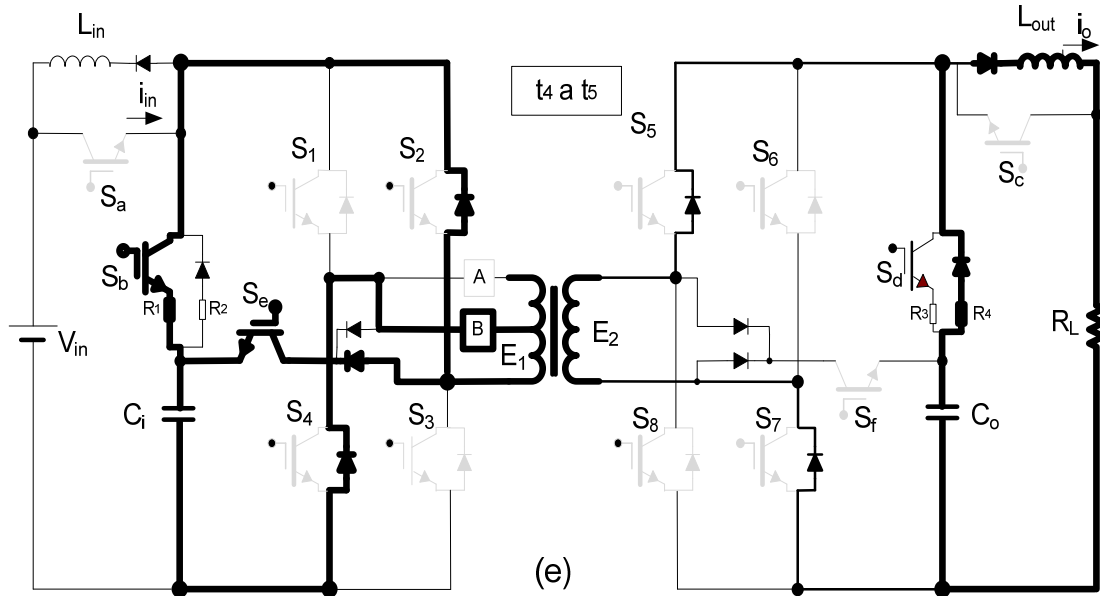


Figura 6.1.4. (e) Etapa “e” de funcionamiento en modo elevador.

Etapa “f” [t₅ ≤ t < t₆]: en t₅ se realiza la conexión de S₂, S₄, estas conexiones se producen a intensidad cero. Cuando S₂, S₄ se conectan, C_i comienza a descargarse iniciando la circulación de corriente en sentido contrario en L₁ a través de D_b y R₂. Por otra parte, en el circuito de salida, el circuito C_o, D_d, L_{out}, R_L sigue conservando la circulación de intensidad a través de la carga R_L, pero también se inicia la circulación de intensidad a través de D₆ y D₈.

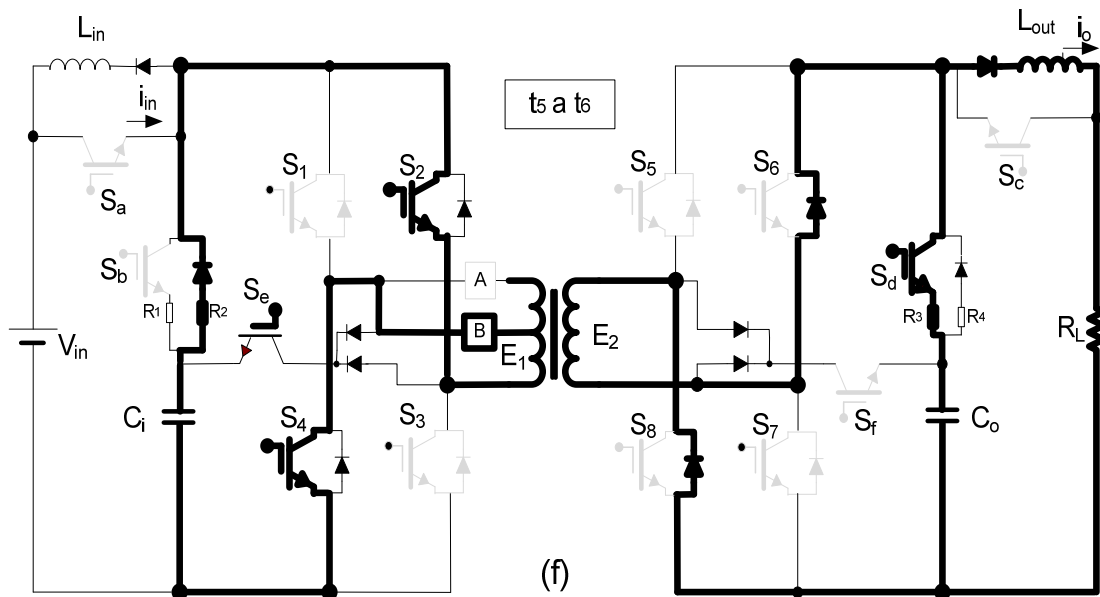


Figura 6.1.4. (f) Etapa “f” de funcionamiento en modo elevador.

Etapa “g” [$t_6 \leq t < t_7$]: en t_6 es conectado S_a de nuevo, de modo que la energía de la batería es transmitida a la carga. Esta etapa funciona de forma similar a la etapa 1, sólo que los IGBTs del circuito de entrada conectados son S_2, S_4 . Los diodos que están conduciendo en el circuito de salida son D_6, D_8 , también la dirección de las intensidades en los bobinados del transformador es contraria a las intensidades de la etapa 1.

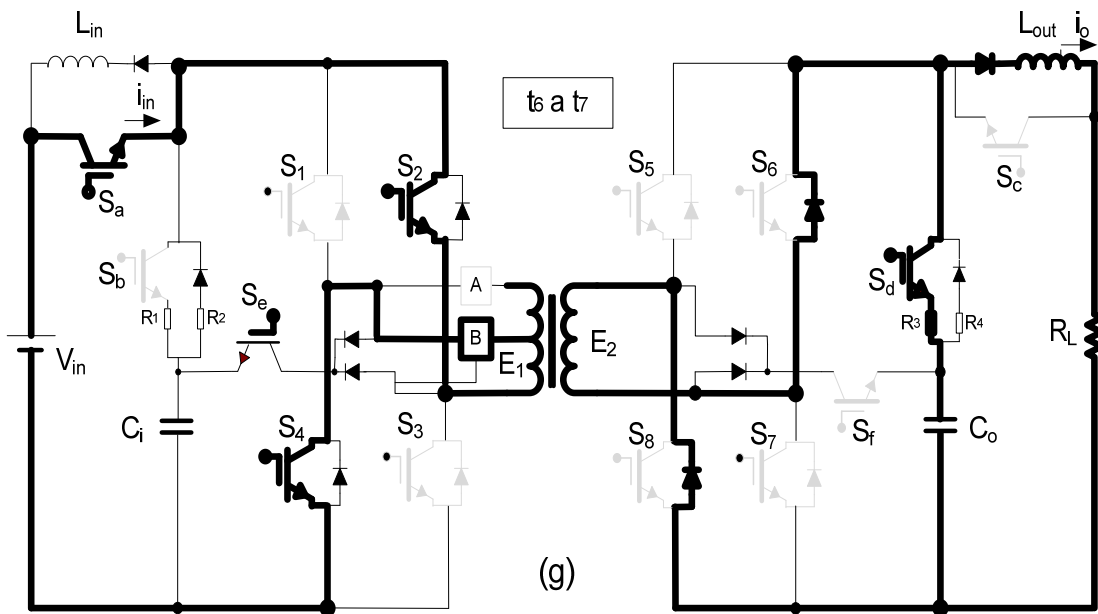
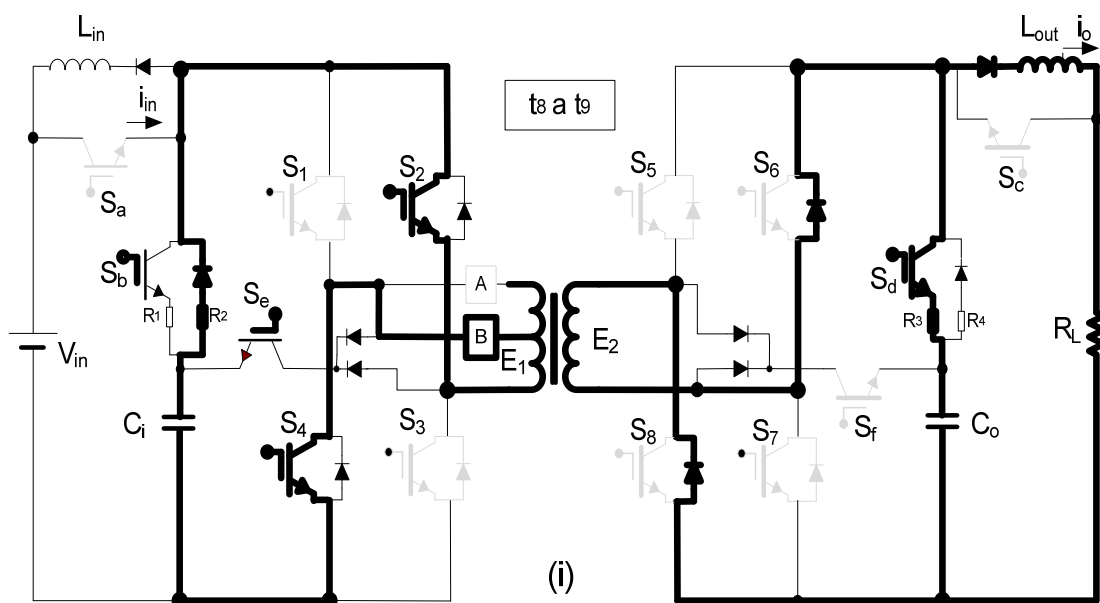
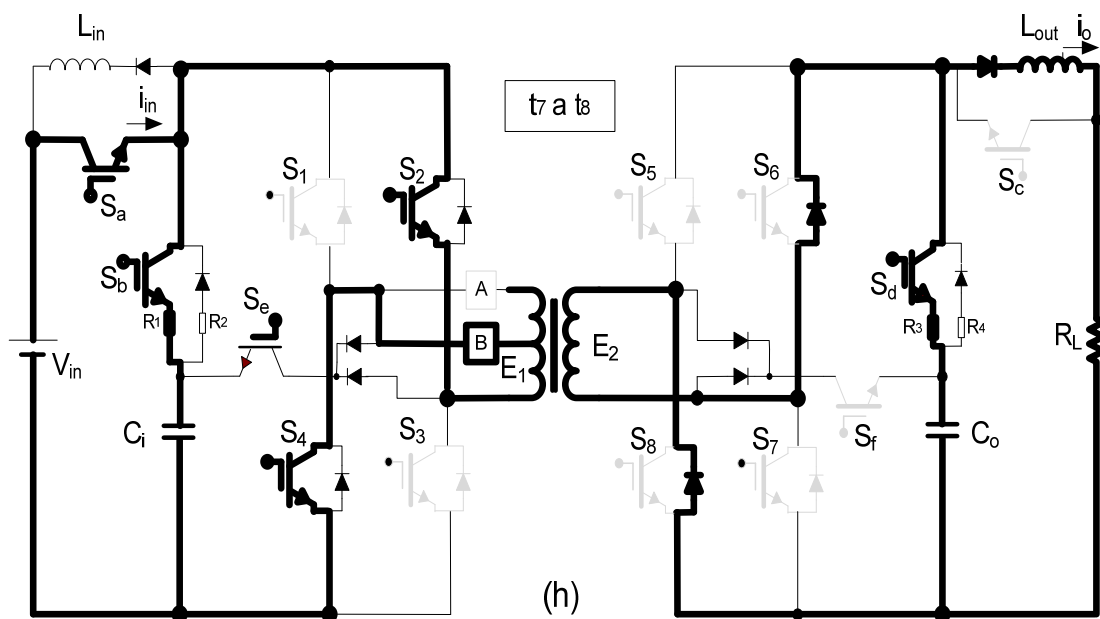


Figura 6.1.4. (g) Etapa “g” de funcionando en modo elevador.

Las etapas “h” [$t_7 \leq t < t_8$], “i” [$t_8 \leq t < t_9$] y “j” [$t_9 \leq t < t_{10}$] son similares a las etapas “c”, “d” y “e”. La única diferencia entre las etapas “h”, “i” y las etapas “c”, “d” es que en la etapa “h”, “i” conducen S_2 y S_4 en el circuito de entrada, D_6 y D_8 en el circuito de salida. La etapa “j” se diferencia de la “e” en que en la “j” conducen D_1 y D_3 .



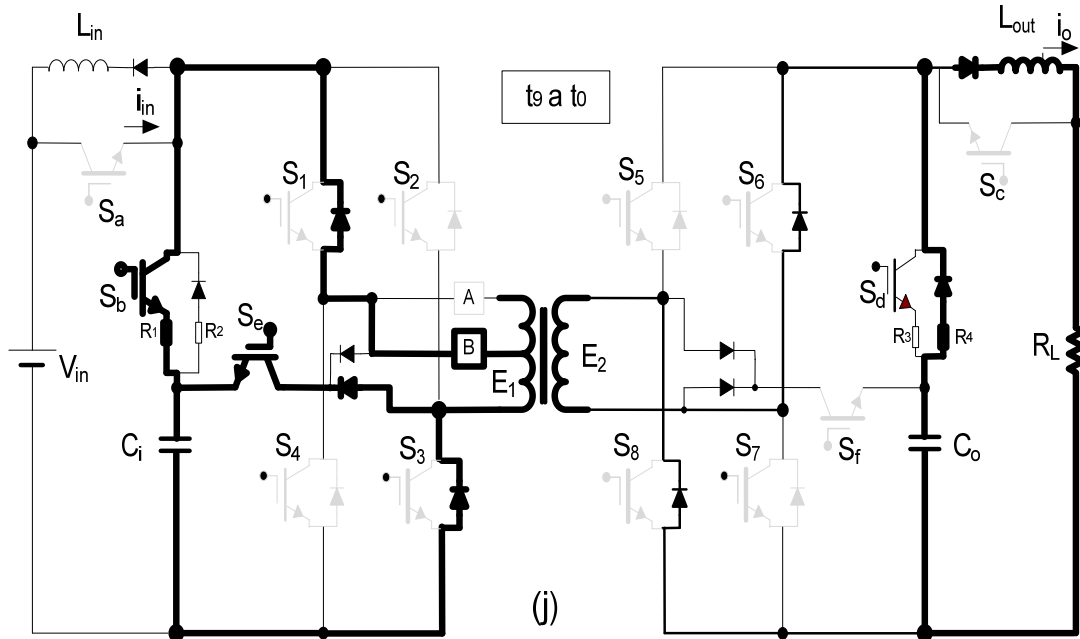


Figura 6.1.4. (h,i,j) Etapas funcionando en modo elevador.

Las etapas “a”, “c”, “d”, “f”, “h” y “i” son etapas de superposición para conseguir una conmutación lo más suave o blanda posible. Dichas últimas etapas mencionadas duran muy poco espacio de tiempo.

6.1.5.- Algoritmo para la DSP y resultados experimentales

El algoritmo de funcionamiento de del convertidor bidireccional ha sido implementado en MATLAB-Simulink, para más tarde generar y depurar el código en una tarjeta Spectrum Digital eZdspTMTMS320F2812, donde se encuentra la DSP.

En la Figura 6.1.5. se muestra el modelo usado en Simulink para programar la DSP.

Éste consta de un bloque elevador que contiene el algoritmo de trabajo cuando trabaja en modo elevador, y de un bloque reductor que contiene el algoritmo de trabajo cuando trabaja en modo reductor. Las entradas PWM9 y PWM11 son las encargadas de activar los bloques citados anteriormente respectivamente, estos bloques no pueden trabajar al mismo tiempo. Cada uno de estos bloques tiene una entrada analógica para recibir la información de la tensión de salida del convertidor.

En la Figura 6.1.6. se muestra en interior del bloque “boost” de la Figura 6.1.5., en él se ha utilizado un controlador PI para estabilizar la tensión a la salida del convertidor, éste recibe la realimentación por la entrada analógica ADC1. El bloque “buck” no se muestra su interior, pero es similar, ya que el convertidor es simétrico.

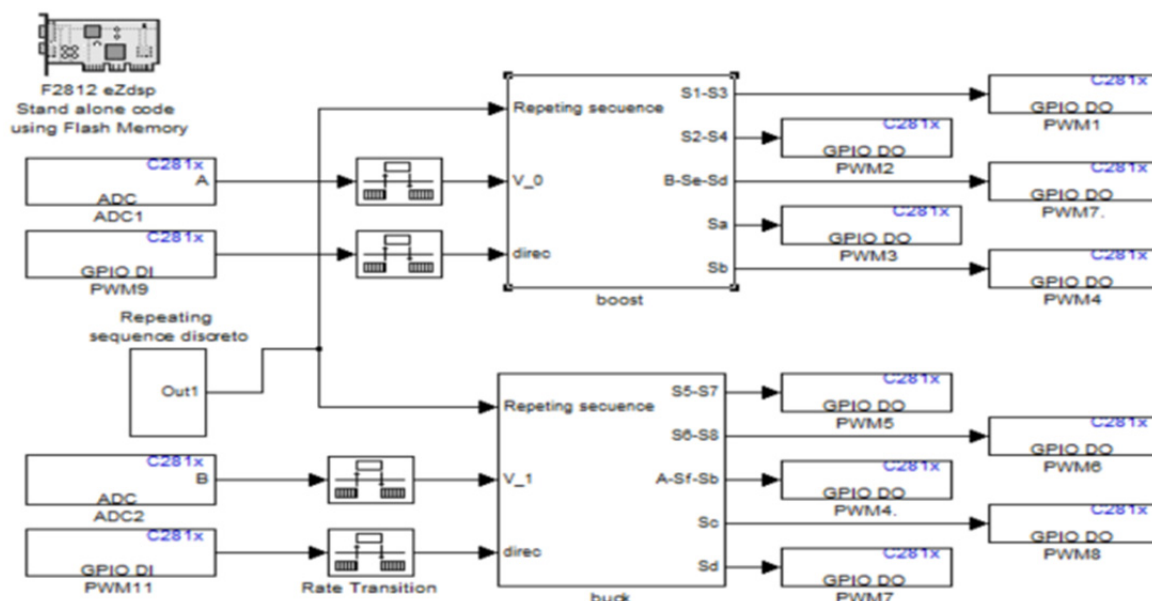


Figura 6.1.5. Implementación del modelo en la tarjeta Spectrum Digital.

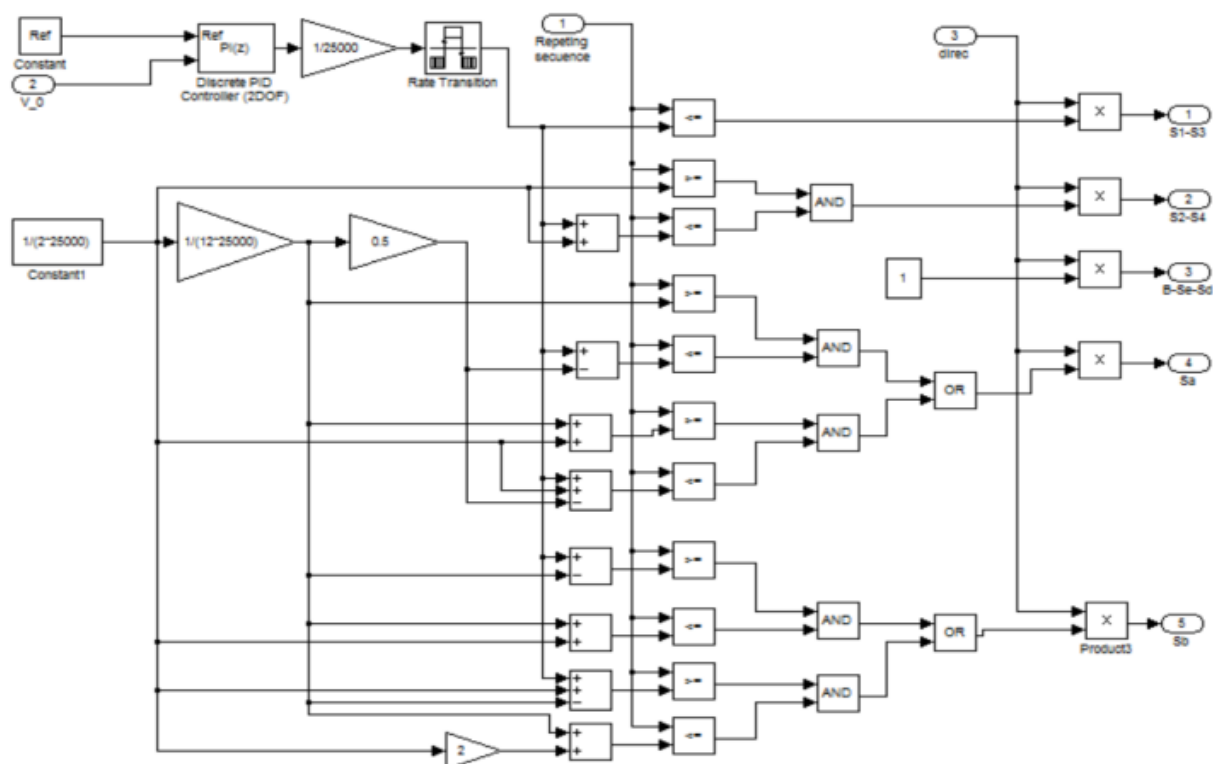


Figura 6.1.6. Interior del bloque "boost".

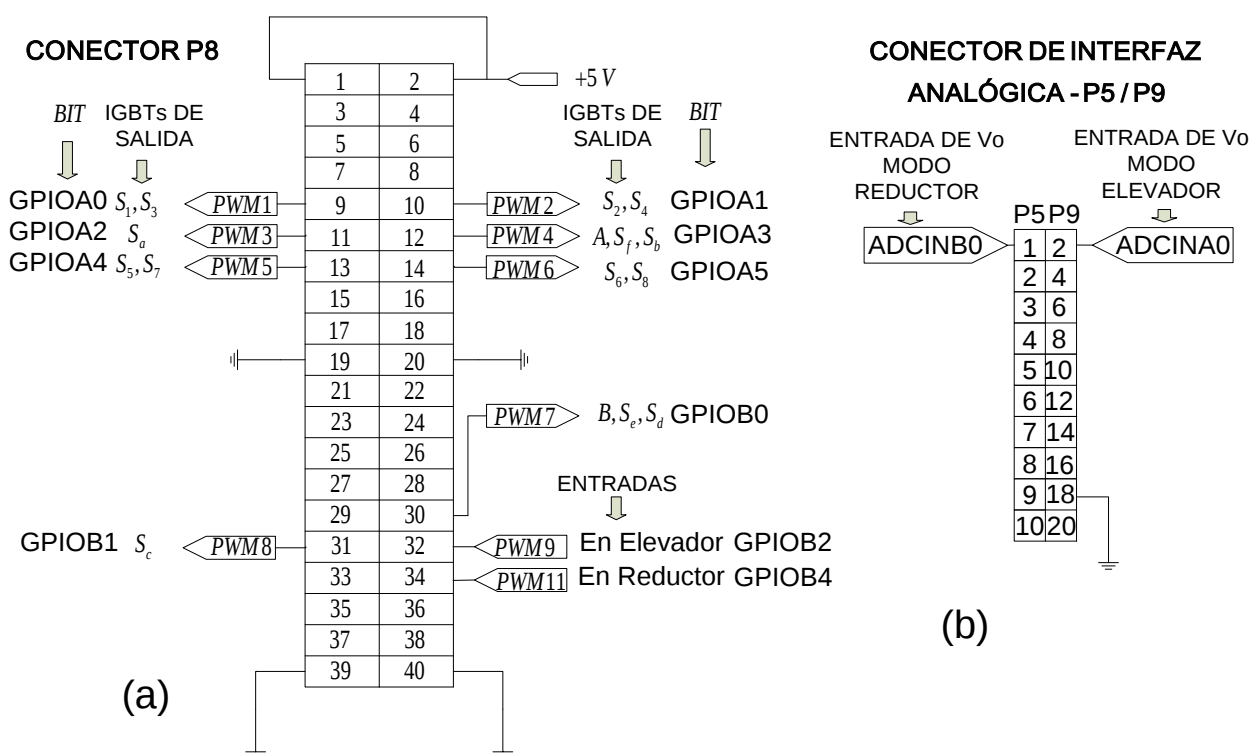


Figura 6.1.7. Conexión de los módulos P8 y P5/P9 de la tarjeta Spectrum Digital.

En la Figura 6.1.7.(a) se muestra la conexión del módulo P8 de la tarjeta Spectrum Digital, en ella se puede apreciar cada uno de los pines del módulo con su correspondiente señal PWM asociada, en la columna 'IGBTs de SALIDA', se muestran los transistores del circuito de la Figura 6.1.1.(a) que activan cada salida PWM. En las columnas "BIT", se halla la configuración de salida del modelo en Matlab-Simulink, asociado con la salida correspondiente del módulo P8.

También existen dos entradas analógicas, mostradas en la Figura 6.1.7.(b), éstas reciben la realimentación de la señales de salida del convertidor en modos elevador y reductor. En estas señales la configuración de Matlab-Simulink para la implementación del modelo son ADCINB0 y ADCINA0.

Cantidad	Componente	Referencia
3	IGBTs Infineon, encapsulado 6 unidades 250 A	FS200R07A1E3
14	Diodos Omnirel de 100 A	OM4229RS
2	Condensadores 630 μ F 47V de Epcos	MKP PEC DC
2	Bobinas Suesa 12.7 μ H y 70 A	
1	Transformador 600W doble toma y doble relación de transformación (elevador $m=E_1/E_2=12/48$ y como reductor $m=E_2/E_1=24/16$)	UPW2E101MHD
9	Disparadores Elantec (encapsulado 2 unidades)	EL7242C
2	Resistencias 25W	WH25H47
2	Resistencias 25W	WH2510H
1	Tarjeta Spectrum Digital eZdspTMTMS320F2812	

Tabla 6.1.1. Componentes del convertidor bidireccional prototipo.

Para comprobar el algoritmo se ha construido un prototipo de laboratorio de convertidor bidireccional con una salida de 24V, 600W y con una tensión de entrada de 12V. $D_{nom}=0.33$, $f_c=25\text{KHz}$ y $\rho=0.91$. Se han empleado los componentes que aparecen en la Tabla 6.1.1.

La Figura 6.1.8. muestra la tensión y la corriente transitoria simuladas con Matlab-Simulink. Este transitorio puede eliminarse si los condensadores C_i y C_o se cargan antes de que el convertidor comience a funcionar.

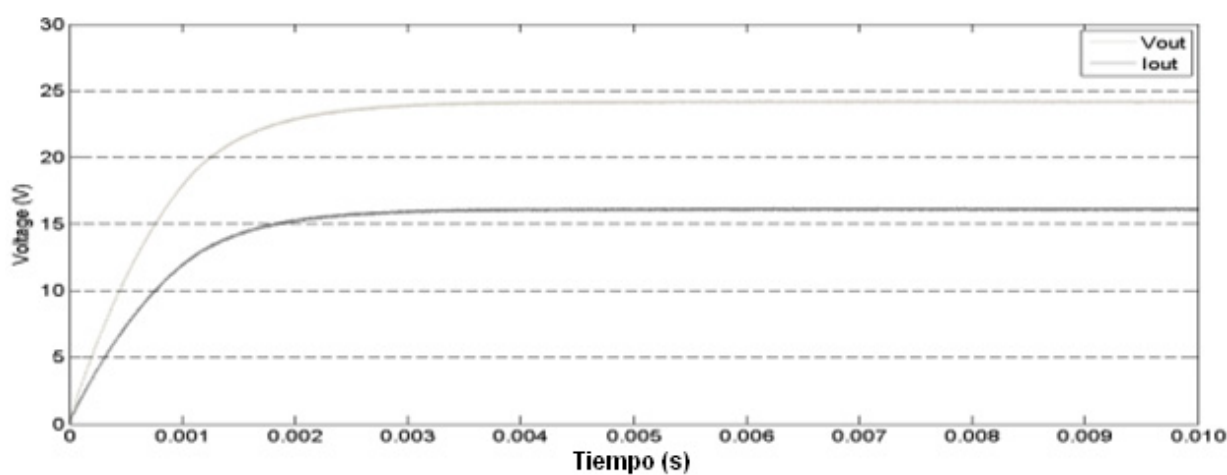


Figura 6.1.8. Transitorio inicial: tensión e intensidad en la carga.

Las medidas en el convertidor se tomaron con una carga de $1.5\ \Omega$ y una entrada de 12 V suministrada por una batería. La salida obtenida fue de 24 V.

La tensión de rizado de dicha salida puede observarse en Figura 6.1.10. Ch1. La amplitud de dicho rizado es cercana a los 50 mV. La corriente suministrada a la carga es de 16 A. El valor de rizado de dicha corriente se muestra en la Figura 6.1.10. Ch2, siendo un valor cercano a los 34 mA. La corriente en la rama del condensador C_o se muestra en la Figura 6.1.10. Ch3, que estabiliza la tensión y la corriente en la carga. La diferencia de potencial entre la batería y C_i puede observarse en la Figura 6.1.9. Ch1, siendo su rango de oscilación de 1.5 V. El rizado de la tensión en C_i se refleja en la Figura 6.1.9. Ch2, siendo de 0.75 V sobre un valor de 11.5 V. La Figura 6.1.11. Ch3 muestra la tensión en los extremos del bobinado primario del transformador. Puede observarse que los picos de tensión no son muy elevados, con un máximo de

21 V; esto demuestra que no hay cambios abruptos en la resistencia en el circuito del primario del transformador.

En la Figura 6.1.11. Ch1 se muestra la intensidad en la salida de la batería, ésta tiene un valor de pico de 106 A y forma triangular, se puede observar que toda la intensidad está en zona positiva, esto implica que no hay retornos de energía del convertidor hacia la fuente, estando ésta protegida de posibles picos de tensión que puedan producirse en el convertidor.

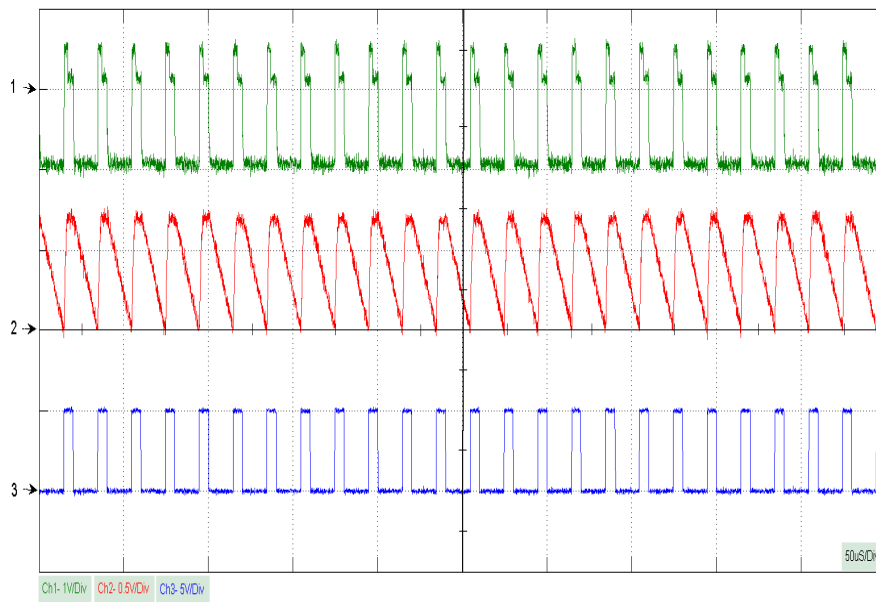


Figura 6.1.9. (Ch1)- Diferencia de Potencial entre el polo positivo de V_{in} y el polo positivo de C_i . (Ch2)- Tensión de rizado en C_i . (Ch3)- Señal de puerta en el IGBT S_b

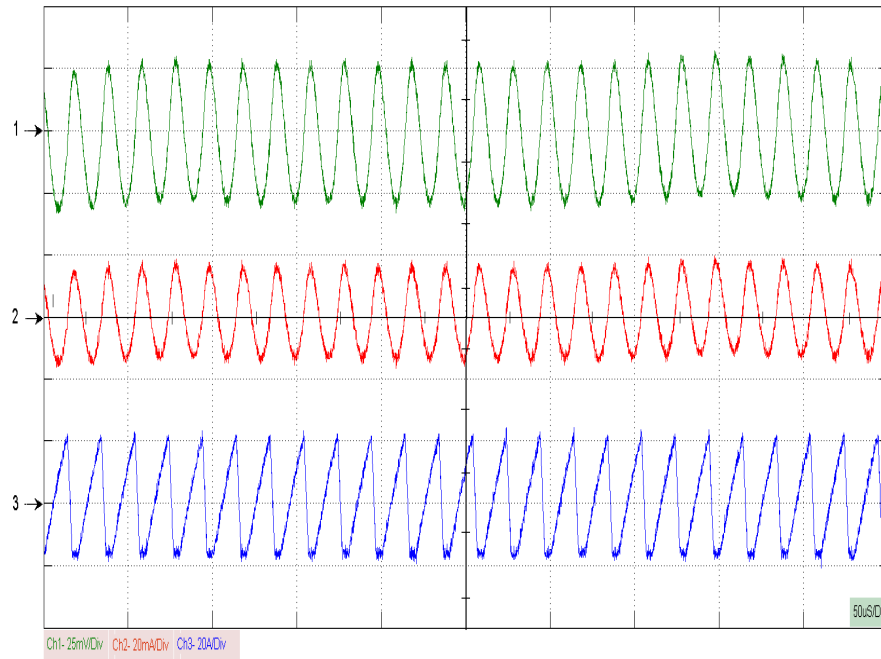


Figura 6.1.10. (Ch1)- Tensión de rizado en la carga, (Ch2)- Corriente de rizado en la carga, (Ch3)- Corriente en C_o

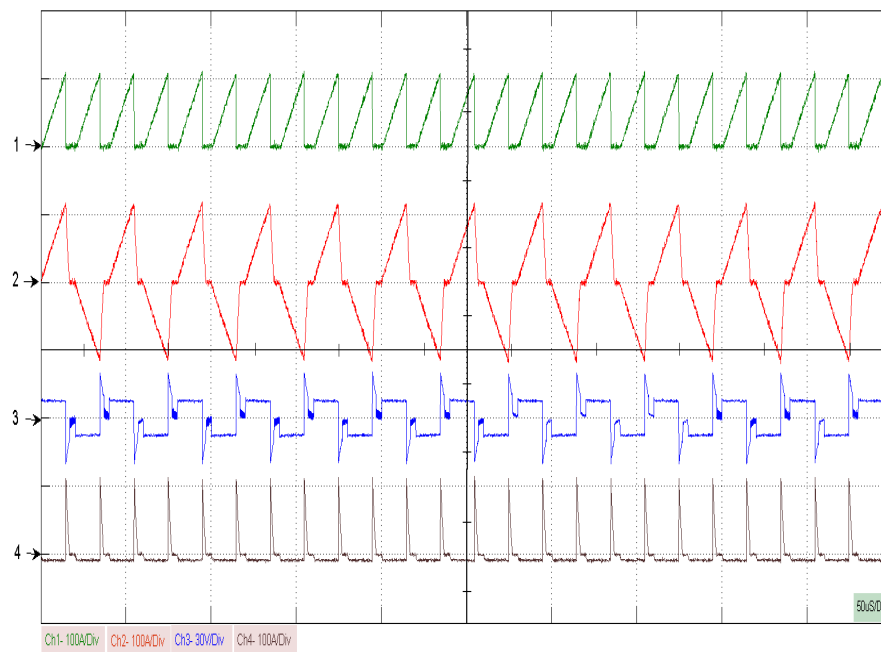


Figura 6.1.11. (Ch1)-Corriente de salida en la batería. (Ch2)- Corriente en el primario del transformador. (Ch3)-Tensión en el primario del transformador. (Ch4)-Corriente en la rama del condensador C_i .

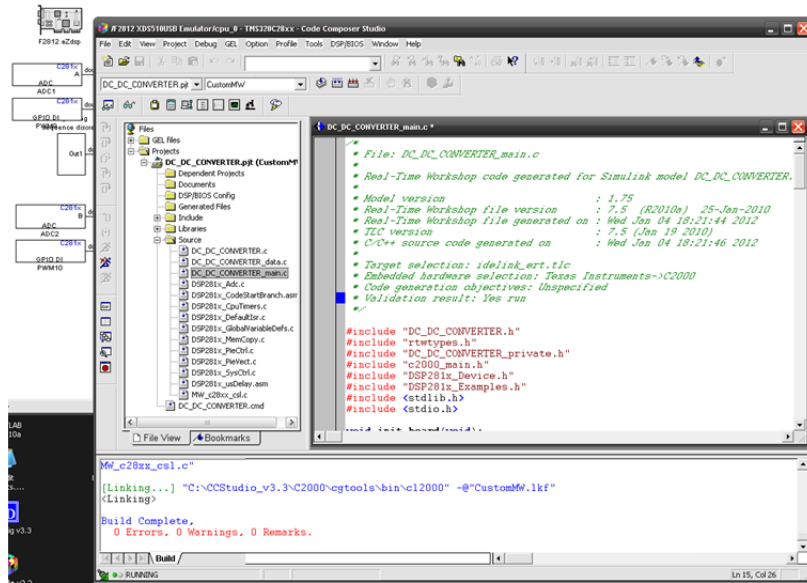


Figura 6.1.12. Pantalla de generación del código C con CCS.

En la Figura 6.1.12., se muestra una pantalla del CCS, ésta demuestra que el código ha sido generado en la tarjeta Spectrum con éxito, en la parte inferior de la pantalla se observa que la construcción del proyecto ha tendido 0 “errors”, 0 “warnings” and 0 “remarks”. También se puede observar el encabezado del archivo principal.



Figura 6.1.13. Prototipo de laboratorio del convertidor CC/CC bidireccional.

6.1.6.- Convertidor para la batería

Una vez se ha validado el prototipo de convertidor bidireccional de 600W, procedemos a diseñar el convertidor bidireccional a utilizar en el sistema híbrido de la Figura 6.1.1.(a) para la batería.

Las fórmulas obtenidas en el análisis del convertidor mostrado anteriormente son usadas para el diseño de los componentes del mismo. Aunque éste puede ser utilizado tanto para la batería como para el súper-condensador, el diseño que realizaremos a continuación será para el convertidor usado entre la batería y el bus CC. Los datos de partida son establecidos por las necesidades del sistema híbrido. La tensión utilizada del lado de batería es de 96 V CC con un rango de variación (75-115)V CC, la tensión del lado bus debe tener un valor de 500V CC, la potencia de diseño máxima que al convertidor puede transmitir al bus CC es de $P_{DC-bus\ max}=10kW$, la potencia mínima $P_{DC-bus\ min}=500W$. Las potencias máxima y mínima que el convertidor puede transmitir a la batería (cuando este está en proceso de carga) son $P_{c-ba\ max}=5kW$ de $P_{c-ba\ min}=500W$. Tomando como base algunas de las expresiones desarrolladas en el punto 2 se han calculado los parámetros más significativos para el diseño del convertidor.

Si se observa la Tabla 6.1.2., los números mostrados entre paréntesis indican el número de expresión utilizada para calcular el correspondiente parámetro. También se puede apreciar que existen dos valores de m , para conseguir un transformador con estas dos relaciones de transformación, es necesario que el transformador sea diseñado con una toma intermedia, esta toma puede ser apreciada en la Figura 6.1.2. Dicho transformador trabaja a 25KHz, para el cálculo de las bobinas de las inductancias mínimas se ha utilizado (6.1.13), Los valores obtenidos son, $L_{1B}= 4.45\mu H$ (toma B), $L_{1A}= 6.58\mu H$ (toma A), $L_{2B}= 52\mu H$. También se muestran en la Tabla 6.1.1 los valores del rango del ciclo de trabajo D , en los modos reductor y elevador, las inductancias (L_{min}) y las capacidades (C_{min}) de las bobinas y de los condensadores de los filtros, así como las usadas en la implementación del prototipo.

Convertidor trabajando del bus a la batería (modo reductor)								
$M_{VCC}=(V_0/V_{in})$			m (6.1.44)	D (6.1.44)			$L_{out} \text{ (min)}$ (6.1.24)	C_{min} (6.1.41)
min	non	máx	3.52	min	non	máx	186μH	80μF
0.15	0.19	0.23	Usado = 3.5	0.3	0.37	0.45	$L_{out} \text{ usado}= 200\mu\text{H}$	$C_{in} \text{ usado}=82\mu\text{F}$
Convertidor trabajando de la bacteria al bus (modo elevador)								
$M_{VCC}=(V_0/V_{in})$			m (6.1.44)	D (6.1.44)			$L_{out} \text{ (min)}$ (6.1.24)	C_{min} (6.1.41)
min	non	máx	0.12	min	non	máx	2.1mH	32μF
4.35	5.21	6.66	Usado =0.13	0.29	0.34	0.44	$L_{out} \text{ usado}=2.3\text{mH}$	$C_{out} \text{ usado}=33\mu\text{F}$

Tabla 6.1.2. Proceso de cálculo de los parámetros.

Con los parámetros obtenidos y con la técnica de conmutación presentada, se ha modelado el convertidor en Matlab Simulink, con el modelo se han hecho los últimos ajustes para posteriormente hacer el montaje del prototipo. La misma técnica de conmutación que ha sido modelada en Matlab Simulink, ha sido adaptada a la tarjeta Spectrum Digital eZdspTMTMS320F2812, después ha sido generado el código C y posteriormente cargado en la DSP del prototipo.

Los componentes más significativos usados en el montaje se muestran en la tabla 6.1.3.:

Cantidad	Componente	Referencia
2	Dual IGBTs 1200 V, 300 A, Fuji	2MbI200U4H-120-50
6	IGBTs N-ch 600 V, 150 A, STMicroelectronics	STGE200NB60S
2	IGBTs 1200 V, 20 A, de International Rectifier	IRG4PH30KPBF
4	Módulos Diodos Dual CA, 600 V, 100 A, DAWIN Electronics	DAC2F100P6S
2	Dual IGBTs 600 V, 30 A, ISOLPUS	IXYS-FII30-06D
4	Diodos 30 A, Fairchild Semiconductor	RHRG3060CC
1	Condensador 100 V, 82 μ F, Nichicon	UPW2A820MPD.
4	Condensadores 250 V 33 μ F, Nichicon	UCA2E330MHD
1	Tarjeta Spectrum Digital eZdspTMTMS320F2812	

Tabla 6.1.3. Componentes del convertidor bidireccional.

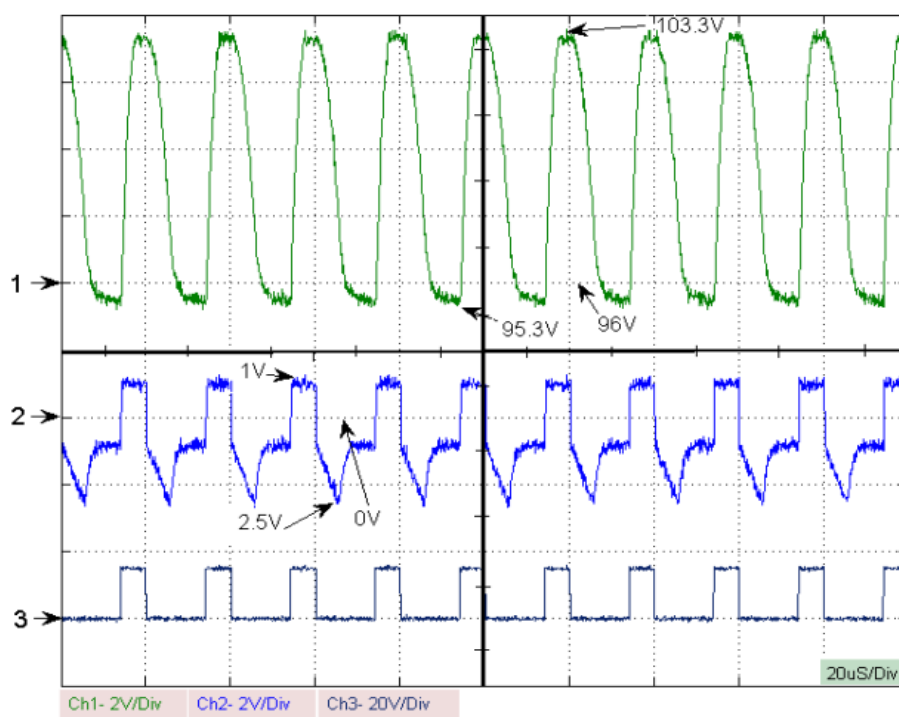


Figura 6.1.14. (a) Ch1- Tensión en el condensador C_i , Ch2- Tensión Colector-Emisor del IGBT S_b , Ch3- Pulso de puerta del IGBT S_b . (a)

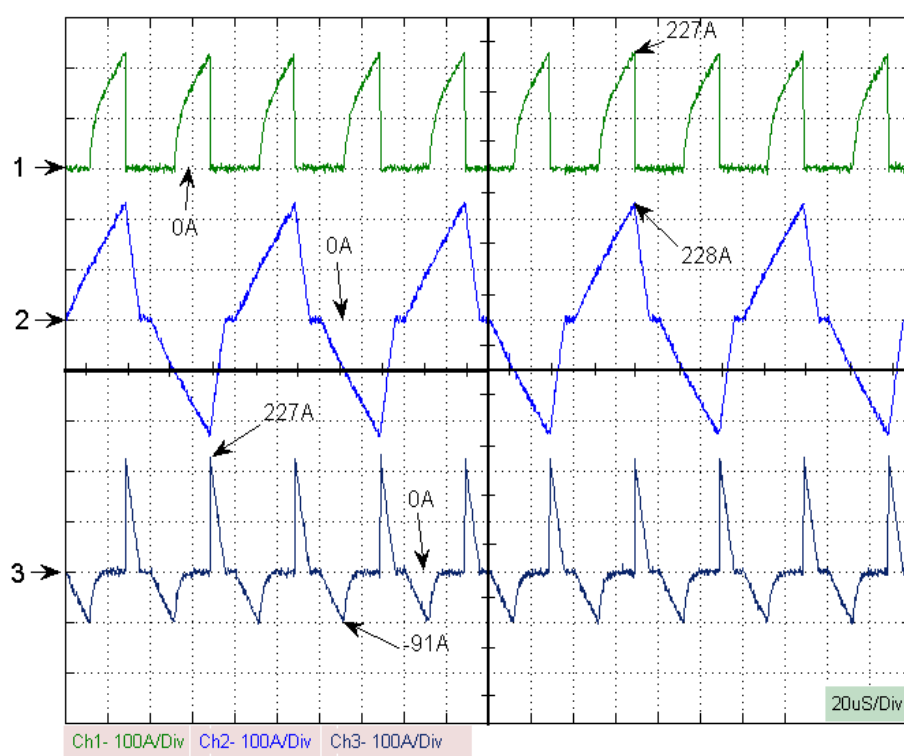


Figura 6.1.14. (b) Ch1- Corriente a través del IGBT S_a , Ch2- Corriente a través del bobinado primario del transformador, Ch3- Corriente a través de la rama del condensador C_i .

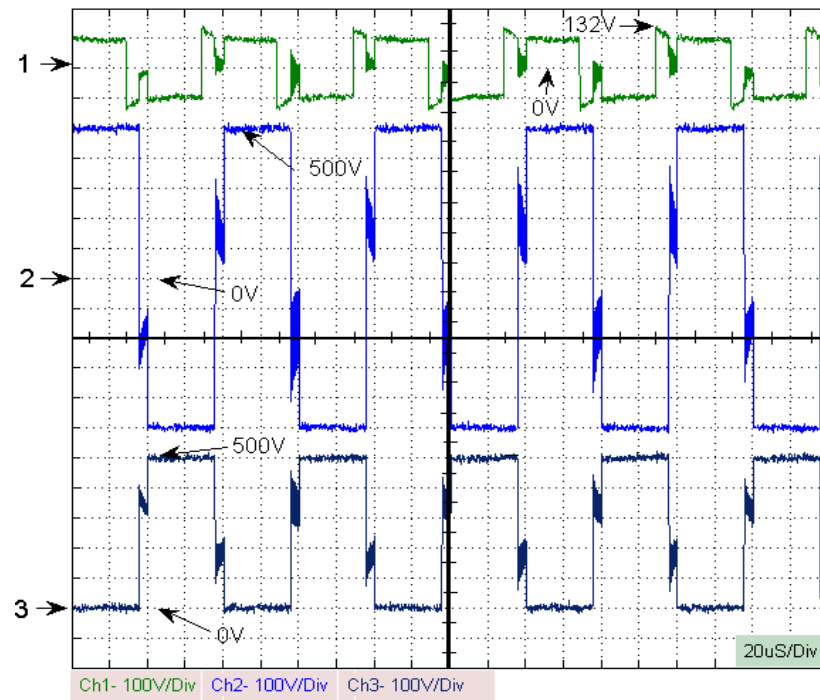


Figura 6.1.14. (c) Ch1- Tensión en el bobinado primario del transformador, Ch2- Tensión en el bobinado secundario del transformador, Ch3- Tensión Colector-Emisor del IGBT S_5 .

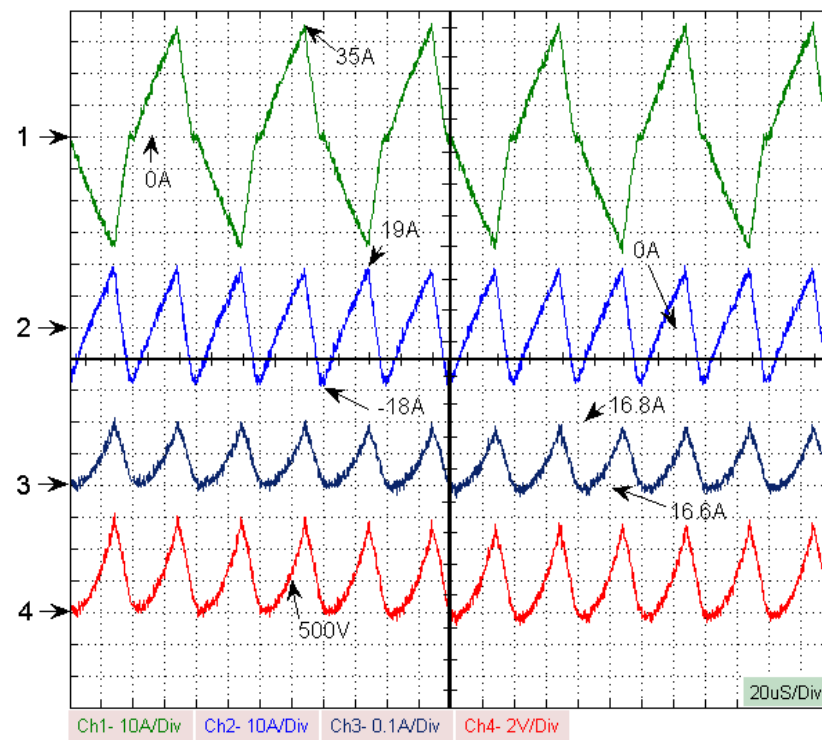


Figura 6.1.14. (d) Ch1- Corriente a través del bobinado secundario del transformador. Ch2- Corriente a través de la rama del condensador C_o , Ch3- Corriente de rizado a través de la carga. Ch4- Tensión de rizado en la carga.

Se han construido las bobinas $L_{in}=200\mu H$, 60A y $L_{out}=2.3mH$, 25A, así como el transformador de doble toma de 10kW, con tensiones nominales 100V,150V/625V, las secciones de los bobinados ha sido sobredimensionadas para soportar las corrientes internas del convertidor 150A/30A.

En la Figura 6.1.14 se muestran algunas de las mediciones realizadas sobre el prototipo:

En la Figura 6.1.14.(a)-Ch2 se muestra la conexión y desconexión de S_b , el valor de V_{ceS_b} es 1V. Por tanto, podemos decir que la conexión es suave.

En la Figura 6.1.14.(b)-Ch2, se puede observar que la corriente a través del bobinado primario comienza en cero, por tanto, la conmutación de S_1, S_3 y S_2, S_4 se ha realizado a corriente cero. En esta figura, el gráfico de este canal es la suma de los gráficos Ch1 y Ch3, el pico positivo de 227 V mostrado en el canal 3 es la corriente que retorna a C_i a través de S_e . Por tanto, la desconexión (S_1, S_3) y (S_2, S_4) es suave.

En la Figura 6.1.14.(c)-Ch 1, se puede apreciar que la tensión en el bobinado del primario no tiene excesivos picos de tensión, esto confirma que no hay aperturas bruscas en el circuito del primario.

En la Figura 6.1.14.(c)-Ch2, se puede ver cómo el valor de la tensión del bobinado secundario es 500V, y dicha tensión es sensiblemente constante durante la duración del pulso DT . A su vez se han realizado medidas de la eficiencia con diferentes valores de carga, obteniéndose un rango de eficiencia de (86-94)%.



Figura 6.1.15. Prototipo de Laboratorio del convertidor CC/CC bidireccional.

6.1.7.- Conclusiones

En este capítulo se ha presentado un nuevo convertidor bidireccional con conmutación suave, usando un transformador con dos tomas de tensión. Este convertidor puede integrarse en aplicaciones de media-alta potencia en las que se trabaje con fuentes de energía renovable, pues es capaz de alcanzar elevados niveles de multiplicación o reducción de tensión. En este caso, de 96 V a 500 V y de 500 V a 96 V. En este capítulo se han expuesto las consideraciones que deben ser tenidas en cuenta a la hora del diseño del convertidor, un análisis del mismo, así como la técnica de conmutación empleada. Se ha modelado el algoritmo de conmutación empleado en Matlab-Simulink para generar el código C. Dicho código se ha compilado sobre una tarjeta Spectrum Digital eZdspTMTMS320F2812 con una DSP F2812, y se ha empleado para construir el prototipo. Para verificar el principio de operación se han mostrado los resultados experimentales medidos en un prototipo de laboratorio de 600 W, funcionando como convertidor elevador. Las consideraciones de diseño pueden aplicarse al diseño de convertidores bidireccionales así como a convertidores unidireccionales.

Por último, se han presentado las medidas realizadas en un prototipo de laboratorio de 10 kW del convertidor, funcionando en modo elevador, a integrar en el sistema híbrido entre la batería y el bus CC.

7.- Conclusiones y resultados finales

Como ya mencionamos en los objetivos de esta tesis, se ha estudiado el efecto de las diferentes tipologías de convertidores, así como las estrategias de control de los mismos, sobre el rendimiento de cada fuente de generación y, como resultado, se han desarrollado nuevas tipologías de convertidores que acondicionen el comportamiento de las fuentes al sistema híbrido. Las tipologías de convertidores introducidas en esta tesis buscan:

- aislamiento galvánico entre la fuente de entrada y el bus CC,
- obtener elevados rendimientos,
- elevados factores de multiplicación de tensiones, es decir, elevadas funciones de transferencia o ganancias de tensión,
- ahorro económico en los componentes,
- y reducido volumen del convertidor.

En los convertidores presentados se han justificado todos estos puntos y, comparativamente con los convertidores analizados en el estado del arte, se han conseguido avances en todos y cada uno de ellos.

El aislamiento galvánico se consigue con el transformador de alta frecuencia.

Para obtener elevados rendimientos se han introducido mejoras en los componentes, como los núcleos nanocristalinos de los elementos inductivos, los devanados entrelazados del transformador, el uso de IGBTs o MOSFET según mejor convenga en la aplicación concreta, así como la conmutación suave, por lo que se ha optimizado en cada caso la técnica de conmutación empleada.

Pero sobre todo, hay que destacar que la mejora del rendimiento se ha conseguido gracias a las técnicas de conmutación propuestas, las que han permitido reducir las pérdidas de conmutación casi en su totalidad, así como

las pérdidas de recuperación inversa de los diodos, que también han sido casi eliminadas, sobre todo en las dos topologías unidireccionales propuestas.

Para conseguir altas diferencias entre la tensión de entrada y de salida del convertidor se han presentado ideas como el uso de la rama de condensadores elevadores de tensión y la combinación de fuentes de corriente y fuentes de tensión para alimentar el transformador. Las ramas de condensadores nos permiten elevar la tensión a la entrada del transformador, con lo que se consigue una disminución de intensidad en el circuito de entrada, ésta mejora mucho la eficiencia, también se consigue un ahorro económico en componentes, aunque el número de componentes es mayor, pero son de mucha menos intensidad y por tanto mucho más baratos, también se reduce la sección del primario del transformador.

En cada tipología se han presentado los componentes reales utilizados en los prototipos, buscando siempre satisfacer las necesidades del sistema con los componentes más ajustados a cada caso.

Por último, el uso de frecuencias de conmutación elevadas reduce el devanado necesario del transformador así como las dimensiones del mismo, para conseguir volúmenes razonables.

Se puede concluir que, trabajando todos estos puntos, se pueden conseguir tipologías con numerosas ventajas con respecto a las tipologías convencionales estudiadas hasta la fecha.

Para fuentes energéticas no reversibles tales como la pila de combustible y panel fotovoltaico, pueden ser utilizados los dos convertidores unidireccionales propuestos:

1. Convertidor unidireccional con preamplificación mediante condensadores a la entrada.
2. Convertidor basado en transformador de alta frecuencia, alimentado alternativamente con fuente de corriente y de tensión.

En el primero, presentado en el apartado 5.2, actuando sobre la frecuencia de conmutación y sobre el ciclo de trabajo, es fácil conseguir conmutación suave en todo el rango de trabajo y en todos los dispositivos. El prototipo eleva una tensión de 30 V a 500 V, con la mencionada etapa previa de tres condensadores. Experimentalmente se ha obtenido una muy buena eficiencia (96.7%).

En el segundo, tratado en el apartado 5.3, se ha usado un transformador de alta frecuencia, y un novedoso circuito de potencia, combinando fuente de corriente y de tensión a la entrada. El prototipo se ha construido para ser usado entre la pila de combustible y el bus CC. Éste ha sido construido para una potencia de máxima de 2000 W. Concretamente para amplificar la salida de tensión (23 - 33 V) de una pila de combustible Heliocentris Nexa[®]1200, a un bus CC de 500 V.

La principal novedad de este convertidor es que todas las conmutaciones de los IGBTs del convertidor (conexiones y desconexiones) son suaves, por tanto, las pérdidas de conmutación han sido casi eliminadas. También, debido a la forma de la corriente que circula por el transformador, las pérdidas por recuperación inversa de los diodos han sido reducidas casi en su totalidad. Para seguir mejorando la eficiencia, los bobinados del transformador se han realizado entrelazando entre sí. Además, los núcleos del transformador y de los inductores, han sido construidos con material (FINEMET) nanocristalino, obtenido a partir de aleaciones amorfas. La eficiencia obtenida experimentalmente ha sido de un 97%.

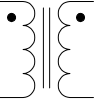
TIPOLOGÍA			Conmutación Suave	Frec. (kHz)	Potencia (W)	ρ (%)
5.2. Convertidor unidireccional con rama de condensadores	14	1	Sí	8-15	1500	86.7
5.3. Convertidor unidireccional FC/FV	10	1	Sí	4 (*)	2000	91

Tabla 7.0.1. Comparativa entre los convertidores unidireccionales presentados.

(*) A tener en cuenta que la frecuencia real a la que está sometido el transformador en dicha tipología es tres veces esta frecuencia de conmutación.

Si se comparan los dos convertidores unidireccionales introducidos en los epígrafes 5.2 y 5.3 con los presentados en el estado del arte, el rendimiento es el parámetro en el que se introduce una mayor mejora, Tabla 7.0.2.

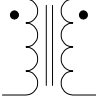
TIPOLOGÍA			Conmutación Suave	Frec. (kHz)	Potencia (W)	ρ (%)
3.3.1.2. Convertidor elevador con induc-tancia pulsada 2 fases	2	0	No	8	Bajas potencia	< 90
3.3.1.3. Convertidor unidireccional de puente completo	5	1	Sí	8-15	Medias Potencias	91
5.2. Convertidor unidireccional con rama de condensadores	14	1	Sí	8-15	1500	96.7
5.3. Convertidor unidireccional FC/FV	10	1	Sí	4 (*)	2000	97

Tabla 7.0.2. Comparativa entre los convertidores unidireccionales del estado del arte y los introducidos en la tesis.

Como se ha hablado previamente, este elevado rendimiento se obtiene gracias a las conmutaciones suaves conseguidas en todo el rango de funcionamiento de los convertidores introducidos en esta tesis.

Otro parámetro en el que se introduce una substancial mejora es la ganancia de tensión de dichos convertidores, fundamental para fuentes de energía eléctrica como pilas de combustible, las cuales presentan una tensión de salida muy baja así como una capacidad de suministrar corriente elevada.

Observando la Tabla 7.0.2. destaca la simplicidad del convertidor con inductancia pulsada multifase, epígrafe 3.3.1.2, pero ya se han explicado sus limitaciones en el epígrafe 3.3.2: éste es apto sólo para bajas potencias, posee un bajo rendimiento, así como la baja calidad de la tensión de salida, y al carecer de transformador, carece de aislamiento galvánico entre la entrada y la salida.

El convertidor bidireccional propuesto, introducido en el capítulo 6.1, utiliza un transformador con dos tomas de tensión y presenta también conmutación suave. Este convertidor puede integrarse en aplicaciones de media-alta potencia en las que se trabaje con fuentes de energía renovable, pues es capaz de alcanzar elevados niveles de multiplicación o reducción de tensión. En este caso, de 96 V a 500 V y de 500 V a 96 V, para una potencia de 10 kW. Sobre el prototipo se han realizado medidas de la eficiencia con diferentes valores de carga, obteniéndose un rango de eficiencia de (86-94)%.

En la Tabla 7.0.3 se realiza una comparativa entre éste último convertidor bidireccional introducido en el capítulo 6.1 y los presentados en el estado del arte, epígrafe 3.3.2.

En dicha comparativa, destaca la elevada potencia para la que se ha diseñado y validado el convertidor 6.1., (se ha construido un prototipo para 10 kW), también sobresale el elevado rendimiento que éste presenta, teniendo en cuenta la elevada potencia y el elevado factor de multiplicación con que ha sido construido. Esto ha sido posible gracias a la conmutación suave lograda en su ciclo de trabajo.

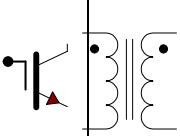
TIPOLOGÍA			Tensión en transistores AT/BT		Frec. (kHz)	Potencia (W)	ρ (%)
3.3.1.7. Doble puente completo sin bobina	8	1	V_C	V_B	50 vble	5000	88
3.3.1.8. Doble medio puente	4	2	$2 V_C$	$2 V_B$	20 vble	1600	90
3.3.1.9. Puente completo con ZVZCS	9	2	V_C	$2 V_B$	20	1600	92.5
3.3.1.10. Medio puente y "push-pull"	4	2	V_C	V_B	100	200	89
3.3.1.11. "Flyback" bidireccional	2	2	$2 V_C$	V_B	120	60	92
6.1. Convertidor bidireccional	16	1	V_C	V_B	25	10000	86-94

Tabla 7.0.3. Comparativa entre los convertidores bidireccionales del estado del arte y el introducido en la tesis.

En el apartado donde se presenta cada uno de los convertidores propuestos, se ha añadido un apartado de resultados y conclusiones finales más detallado.

7.1.- Aportaciones originales

En este trabajo de investigación se pueden destacar las siguientes aportaciones originales:

- Se han propuesto dos convertidores unidireccionales, ambos pueden ser utilizados en fuentes no regenerativas, (pila de combustible y placa solar).

La propuesta primera se muestra en el epígrafe 5.2; ha sido aportación del autor:

- La idea de introducir una etapa preamplificadora, que junto con el doble puente, permite aprovechar todo el ciclo de trabajo y se consigue una mejora en la ganancia de tensión del convertidor.
- El sistema de carga de los condensadores, junto con la técnica de conmutación, nos permite conseguir una conmutación suave

en todo el ciclo, también, debido al tipo de onda de corriente, se mejoran las pérdidas por recuperación inversa.

- El desarrollo del circuito de potencia.
- El estudio presentado para la obtención de los elementos que componen el circuito.
- El diseño de la técnica de conmutación utilizada para el funcionamiento del convertidor.
- La desarrollo del código para poder implementar la técnica de conmutación en una DSP.

La propuesta segunda se muestra en el epígrafe 5.3; ha sido aportada por el autor:

- La idea de mezclar alimentación de fuente de tensión y alimentación de fuente de corriente, con objeto de aprovechar todo el ciclo de trabajo (en muchos convertidores, parte del ciclo de trabajo es desaprovechado), para poder conseguir mejorar la ganancia de tensión y la cantidad de energía transportada a través del convertidor.
- El desarrollo del circuito de potencia.
- El análisis del convertidor y la obtención de la función de transferencia de tensión.
- El estudio y desarrollo de la técnica de conmutación, consiguiendo con ésta muy buen rendimiento, ya que todas las conmutaciones son suaves.
- La implementación del código para poder implementar la técnica de conmutación en un DSP.
- Con el conjunto circuito de potencia y técnica de conmutación, el autor han conseguido una gran reducción en las pérdidas por recuperación inversa en los diodos, que también son importantes.

- También, en el capítulo 6, se ha propuesto un convertidor bidireccional, para las fuentes de energía regenerativas (baterías y ultracondensadores); ha sido aportación del autor:
 - El circuito de potencia.
 - El análisis del convertidor.
 - Estudio de la técnica de conmutación y operativa del convertidor.
 - Desarrollo de código C para implementación de la técnica de conmutación en un DSP.

7.2.- Sugerencias para futuros trabajos

Se proponen líneas de investigación en continuidad con lo que se ha presentado en esta tesis, tales como:

- Diseñar un sistema de control jerárquico para el sistema híbrido que pueda gestionar el flujo energético del sistema, para optimizar la energía almacenada, suministrando siempre la potencia demandada. En función de la energía generada y almacenada.
- Incluso, implementar el sistema híbrido de generación distribuida por completo, además de su control jerárquico.
- Insistir en la búsqueda de nuevas tipologías de convertidores que se adecúen de forma más ventajosa a los sistemas híbridos de generación.
- Tras descubrir el potencial del convertidor introducido en el capítulo 5.2, que incorpora el circuito previo elevador de corriente basado en las ramas de condensadores, se propone profundizar más en su análisis e investigar en nuevas soluciones para elevar la tensión así como en optimizar la técnica de conmutación.

Anexo 1.- Resolución de la función de transferencia $i_{2b}(s) / V_{in}(s)$ de la etapa “b” del convertidor unidireccional CC/CC para la pila de combustible, tipología FC/FV.

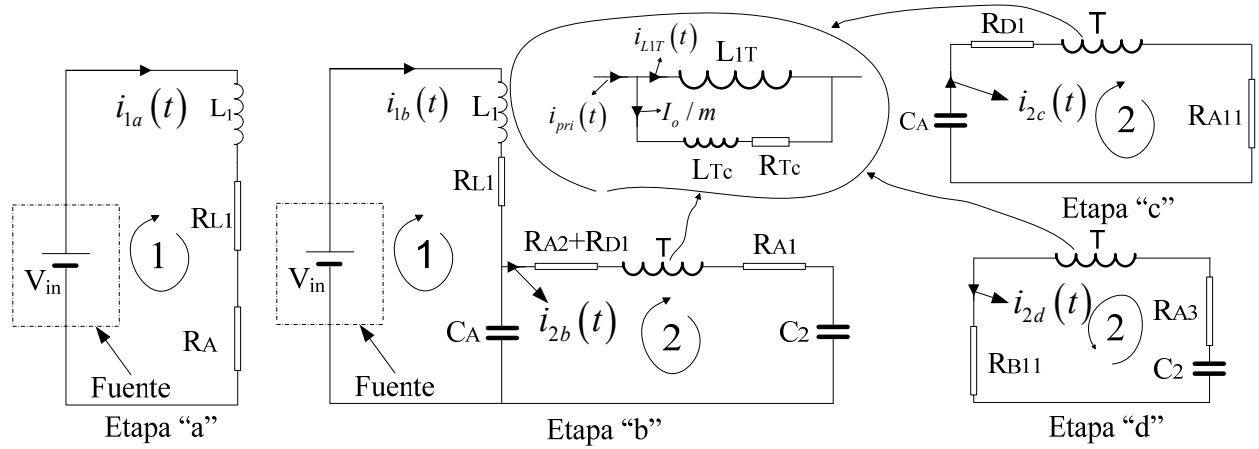


Figura A.11. Etapas del circuito A del convertidor unidireccional del apartado 5.3.

Observando la etapa “b” de la figura A.11, se puede plantear el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1 i_{1b} + L_1 \frac{di_{1b}}{dt} + \frac{1}{C_A} \int i_{1b} dt - \frac{1}{C_A} \int i_{2b} dt = V_{in} \\ -\frac{1}{C_A} \int i_{1b} dt + R_2 i_{2b} + L_T \frac{di_{2b}}{dt} + \left(\frac{1}{C_A} + \frac{1}{C_2} \right) \int i_{2b} dt = 0 \end{array} \right\} \text{ donde } \left\{ \begin{array}{l} R_1 = R_{L_1} \\ R_2 = R_{A_2} + R_{D_1} + R_T + R_{A_1} \end{array} \right\} \quad (1.1)$$

Derivando se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones de segundo orden:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d^2 i_{1b}}{dt^2} + \frac{R_{L_1}}{L_1} \frac{di_{1b}}{dt} + \frac{1}{C_A L_1} (i_{1b} - i_{2b}) = 0 \\ \frac{d^2 i_{2b}}{dt^2} + \frac{R_T}{L_T} \frac{di_{2b}}{dt} + \frac{1}{L_T} \left[\frac{1}{C_A} (i_{2b} - i_{1b}) + \frac{1}{C_2} i_{2b} \right] = 0 \end{array} \right\}$$

La solución de este sistema es bastante compleja, pero podemos recurrir a simplificaciones que lo hagan más fácil. Si se supone que la descarga de la bobina L_1 es lineal (suposición que es muy próxima a la realidad). Tomando los valores $i_{1b}(t'_0) = i_{1amax} e i_{1b}(t'_2) = 0$, la expresión para $i_{1b}(t)$, teniendo en cuenta el tiempo máximo destinado a la descarga en la técnica de conmutación, resulta:

$$i_{1b}(t) = i_{1amax} - (i_{1amax} / 0.6 D_c T) \cdot t$$

La ecuación queda simplificada a una variable y su solución es más simple. Esta solución ha sido mostrada en la tesis.

Por otra parte se obtiene la función de transferencia entre i_{2b} y la tensión de la fuente V_{in} .

Aplicando transformadas de Laplace al sistema (1.1)

$$\begin{cases} R_1 i_{1b}(s) + L_1 s i_{1b}(s) - i_{1a \max} + \frac{1}{C_A s} (i_{1b}(s) - i_{2b}(s)) = V_{in}(s) \\ R_2 i_{2b}(s) + L_T s i_{2b}(s) + \frac{1}{C_A s} [i_{2b}(s) - i_{1b}(s)] + \frac{i_{2b}(s)}{C_2 s} = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} \left(R_1 + L_1 s + \frac{1}{C_A s} \right) i_{1b}(s) - \frac{1}{C_A s} i_{2b}(s) = V_{in}(s) + i_{1a \max} \\ -\frac{1}{C_A s} i_{1b}(s) + \left(R_2 + L_T s + \frac{1}{C_A s} + \frac{1}{C_2 s} \right) i_{2b}(s) = 0 \end{cases} \quad (1.2)$$

Despejamos $i_{1b}(s)$ de la segunda ecuación del sistema (1.2), se obtiene:

$$i_{1b}(s) = \left(R_2 + L_T s + \frac{1}{C_A s} + \frac{1}{C_2 s} \right) C_A s i_{2b}(s) \quad (1.3)$$

Y el resultado obtenido lo sustituimos en la primera ecuación del sistema (1.2),

$$\left(R_1 + L_1 s + \frac{1}{C_A s} \right) \left(R_2 + L_T s + \frac{1}{C_A s} + \frac{1}{C_2 s} \right) C_A s i_{2b}(s) - \frac{i_{2b}(s)}{C_A s} = V_{in}(s) + i_{1a \max} \quad (1.4)$$

Por otra parte, aplicando transformadas al sistema (1.1),

$$\frac{i_{1a \max}}{s} = V_{in}(s) \frac{(1 - e^K)}{R_{L_1}} = K_1 V_{in}(s)$$

Luego

$$i_{1a \max} = K_1 s V_{in}(s) \quad (1.5)$$

Sustituyendo (1.5) en (1.4),

$$\left(R_1 + L_1 s + \frac{1}{C_A s}\right) \left(R_2 + L_T s + \frac{1}{C_A s} + \frac{1}{C_2 s}\right) C_A s i_{2b}(s) - \frac{i_{2b}(s)}{C_A s} = V_{in}(s)(1 + K_1 s)$$

La función de transferencia es:

$$\frac{i_{2b}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{(1 + K_1 s)}{\left(R_1 + L_1 s + \frac{1}{C_A s}\right) \left(R_2 + L_T s + \frac{1}{C_A s} + \frac{1}{C_2 s}\right) C_A s - \frac{1}{C_A s}}$$

Operando se obtiene:

$$\frac{i_{2b}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{(1 + K_1 s)}{As^3 + Bs^2 + Cs}$$

Donde,

$$A = \left(L_1 + L_T + \frac{1}{C_A} + C_A \cdot L_1 \cdot L_T\right)$$

$$B = \left(R_1 + R_2 + \frac{2}{C_2} + C_A \cdot L_1 \cdot R_2 + C_A \cdot L_T \cdot R_1 + \frac{(2 \cdot C_A \cdot L_1)}{C_2}\right)$$

$$C = \left(-\frac{1}{C_A} + \frac{2 \cdot C_A \cdot R_1}{C_2} + C_A \cdot R_1 \cdot R_2\right)$$

Observando la función de transferencia, vemos que el denominador tiene tres soluciones y el numerador tiene una.

Un polo esta en $s=0$, los efectos de este polo pueden ser casi eliminados con los efectos del cero, para ello obligamos al cero a que este cerca del polo, esto se puede conseguir haciendo el valor R_{L1} lo más pequeña posible.

Las otras dos soluciones deben de ser un polo complejo. De modo que:

$$\omega_n^2 = \left(-\frac{1}{C_A} + \frac{2 \cdot C_A \cdot R_1}{C_2} + C_A \cdot R_1 \cdot R_2\right)$$

$$2\delta\omega_n = \left(R_1 + R_2 + \frac{2}{C_2} + C_A \cdot L_1 \cdot R_2 + C_A \cdot L_T \cdot R_1 + \frac{(2 \cdot C_A \cdot L_1)}{C_2} \right)$$

$$\delta = \frac{\left(R_1 + R_2 + \frac{2}{C_2} + C_A \cdot L_1 \cdot R_2 + C_A \cdot L_T \cdot R_1 + \frac{(2 \cdot C_A \cdot L_1)}{C_2} \right)}{2 \cdot \sqrt{\left(-\frac{1}{C_A} + \frac{2 \cdot C_A \cdot R_1}{C_2} + C_A \cdot R_1 \cdot R_2 \right)}}$$

Como la descarga de L_1 debe de ser rápida, el factor de amortiguamiento debe de ser pequeño, $0 < \delta \leq 0.1$.

Anexo 2.- Resolución del sistema de ecuaciones para el cálculo de la función de transferencia del convertidor unidireccional para la pila de combustible.

Cuando se descarga la energía de la bobina sobre el condensador C_A se cumple.

$$V_{in} + V_{L_1}(t) = V_{C_A}(t)$$

Por tanto la tensión en la bobina en éste proceso es.

$$V_{L_1}(t) = V_{C_A}(t) - V_{in} \quad (2.1)$$

Cuando se descarga la energía de la bobina L_1 sobre el transformador y sobre C_2 se cumple:

$$V_{in} + V_{L_1}(t) = V_{L_T}(t) + V_{C_2}$$

La tensión en la bobina es.

$$V_{L_1}(t) = V_{L_T} + V_{C_2} - V_{in} \quad (2.2)$$

Usando el balance de voltios segundo en L_1 , y teniendo en cuenta (2.1) y (2.2), se obtiene:

$$\int_0^D V_{in} dt = \int_0^{0.6D} (V_{C_A}(t) - V_{in}) dt \quad (2.3)$$

$$\int_0^D V_{in} dt = \int_0^{0.6D} (V_{L_T}(t) + V_{C_2}(t) - V_{in}) dt \quad (2.4)$$

Integrando (2.3) se obtiene:

$$V_{in} D = \bar{V}_{C_A} 0.6 D - V_{in} 0.6 D \Rightarrow \bar{V}_{C_A} 0.6 D = V_{in} (D + 0.6 D)$$

$$\bar{V}_{C_A} = V_{in} \frac{(D + 0.6 D)}{0.6 D} = 2.6 V_{in} \quad (2.5)$$

Integrando (2.4) y teniendo en cuenta que: $V_{L_T} = m \cdot V_0$ donde V_0 es la tensión a la salida del convertidor

$$V_{in} (D + 0.6 D) = m \cdot V_0 0.6 D + \bar{V}_{C_2} 0.6 D$$

$$\bar{V}_{C_2} = \frac{V_{in} (D + 0.6 D) - m \cdot V_0 0.6 D}{0.6 D} = \frac{1.6 V_{in} - 0.6 m V_0}{0.6} \quad (2.6)$$

Por otra parte, en un semiperiodo en el transformador se cumple:

$$\int_0^{0.6D} (V_{in} + V_{L_1}(t) - V_{C_2}(t)) dt + \int_0^{0.2D} V_{C_A}(t) dt + \int_0^{0.2D} V_{C_2}(t) dt = V_o m \frac{1}{2}$$

$$0.6 D V_{in} + 0.6 D \bar{V}_{L_1} - 0.6 D \bar{V}_{C_2} + 0.2 D \bar{V}_{C_A} + 0.2 D \bar{V}_{C_2} = V_o m \frac{1}{2}$$

$$0.6 D V_{in} + 0.6 D \bar{V}_{L_1} - 0.4 D \bar{V}_{C_2} + 0.2 D \bar{V}_{C_A} = V_o m \frac{1}{2} \quad (2.7)$$

Por otro lado, teniendo en cuenta que durante el proceso de descarga de L_1 .

$$V_{L_1}(t) = V_{C_A}(t) - V_{in}$$

$$\int_0^{0.6D} V_{L_1}(t) dt = \int_0^{0.6D} (V_{C_A}(t) - V_{in}) dt$$

$$0.6 D \bar{V}_{L_1} = 0.6 D \bar{V}_{C_A} - 0.6 D V_{in} \Rightarrow \bar{V}_{L_1} = \bar{V}_{C_A} - V_{in} \quad (2.8)$$

Sustituyendo (2.5) sobre (2.8), se obtiene.

$$\bar{V}_{L_1} = 2.6 V_{in} - V_{in} = 1.6 V_{in} \quad (2.9)$$

Sustituyendo (2.5), (2.6), (2.9), sobre (2.7).

$$0.6 D V_{in} + 0.6 D 1.6 V_{in} - 0.4 D \left(\frac{1.6 V_{in} - 0.6 m V_0}{0.6} \right) + 0.2 D 2.6 V_{in} = V_o m \frac{1}{2}$$

$$0.6 D V_{in} + 0.6 D 1.6 V_{in} - \frac{0.4 \cdot 1.6}{0.6} D V_{in} + 0.4 m D V_0 + 0.2 D 2.6 V_{in} = V_o m \frac{1}{2}$$

$$0.6DV_{in} + 0.96DV_{in} - 1.06DV_{in} + 0.52DV_{in} = \left(\frac{1}{2} - 0.4D\right)mV_o$$

$$1.02DV_{in} = \left(\frac{1}{2} - 0.4D\right)mV_o$$

$$M_{V_{cc}} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1.02D}{\left(\frac{1}{2} - 0.4D\right)m}$$

Publicaciones Generadas

[1] “New topology for DC / DC bidirectional converter for hybrid systems in renewable energy”; Lopez, Juan Carlos; Ortega, Manuel; Jurado, Francisco. International Journal of Electronics aceptada para publicación DOI: 10.1080/00207217.2014.897380.

[2] “Design of CC/CC bidirectional converter based on DSP in renewable energy”; Ortega, Manuel; Lopez, Juan Carlos; Jurado, Francisco. *Electrical Review* 88, (9^a), 261-265, 2012.

Curriculum Vitae

Juan Carlos López Rodríguez nació en Guadix, Granada, el 22 de Marzo de 1977. Inició sus estudios universitarios en Ciencias Físicas en la Universidad de Granada. Realizó el primer ciclo de dicha titulación cursando a continuación el curso puente para acceder a la titulación de Ingeniería Superior en Electrónica. Estudios que concluiría en Septiembre de 2001, una vez que realizó su proyecto fin de carrera en el Departamento de Microcontroladores de Infineon Technologies, Siemens A.G., en Munich.

A continuación comenzó su actividad profesional en el Departamento de Ingeniería de Producto de Valeo Iluminación S.A. en Martos, Jaén, en el área de Electrónica. A partir de Febrero de 2002 se trasladaría al centro técnico de Valeo Eclairage en París, para una estancia de un año y, a su regreso a Martos, dirigiría el área de desarrollo software para sistemas embebidos durante un período de cuatro años. Durante dicho período cursaría un Máster “executive” en Administración y Dirección de Empresas, impartido por Claustro Senior y la Cámara de Comercio de Jaén.

En Septiembre de 2007 comenzó su actividad en Construcciones Ferroviarias Caf Santana, en Linares, dirigiendo el departamento de Ingeniería de Producto hasta la actualidad.

En paralelo con esta actividad profesional, en el curso 2009-2010 realizaría el curso de experto universitario en Ingeniería Ferroviaria, impartido por la UNED.

En dicho curso 2009-2010, a su vez, comenzaría sus estudios de tercer ciclo en el Programa de Doctorado de Ingeniería y Arquitectura de la Universidad de Jaén, en la Línea de Investigación sobre Tracción Eléctrica, presentando el Trabajo Tutelado de Iniciación a la Investigación en Diciembre de 2010.

Bibliografía

- [1] Mahat, P., Chen, Z. y Bak-Jensen, B.; “Control and operation of distributed generation in distribution systems”, Electric Power Systems Research, 2011, 81, pp. 495-502.
- [2] Ahmed, N.A., Miyatake, M., y Al-Othman, A.K.; “Power fluctuations suppression of stand-alone hybrid generation combining solar photovoltaic/wind turbine and fuel cell systems”, Energy Convers. Manage, 2008, 49, pp.: 2711–2719.
- [3] Agbossou, K., Kolhe, M., Hamelin, J., y Bose, T. K.; “Performance of a stand-alone renewable energy system based on energy storage as hydrogen”, IEEE Trans. Energy Convers., Sep. 2004, 19, (3), pp.: 633–640.
- [4] Lehman, P. A., Chamberlin, C. E., Pauletto, G. y Rocheleau, M. A.; “Operating experience with a photovoltaic-hydrogen energy system”, presented at the Hydrogen 1994: 10thWorld Hydrogen Energy Conf., Cocoa Beach, FL, Jun. 1994.
- [5] Tam, K. y Rahman, S.; “System performance improvement provided by a power conditioning subsystem for central station photovoltaic-fuel cell power plant,” IEEE Trans. Energy Convers., Mar. 1988, 3, (1), pp.: 64–70.
- [6] Narender Reddy, K., y Agarwal, V.; “Utility-Interactive Hybrid Distributed Generation Scheme With Compensation Feature”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Sep. 2007, 22, (3), pp.: 666-673.
- [7] Kim, S. K., Jeon, J. H., Cho, C. H., Ahn, J. B., y Kwon, S. H.; “Dynamic Modeling and Control of a Grid-Connected Hybrid Generation System With Versatile Power Transfer”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Abr. 2008, 55, (4), pp.: 1677-1688.

- [8] Wang, C. y Nehrir, M. H.; “Power Management of a Stand-Alone Wind/Photovoltaic/Fuel Cell Energy System”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Sep. 2008, 23, (3), pp.: 957-967.
- [9] El-Shater, T.F., Eskander, M. y El-Hagry, M.; “Hybrid PV/fuel cell system design and simulation”, 36th intersociety energy conversion engineering conference, 2001, pp.:112–133.
- [10] Fung, C.C., Rattanongphisat, W. y Nayar, C.; “A simulation study on the economic aspects of hybrid energy systems for Remote Islands in Thailand”, IEEE Transaction 2002, 8, pp.: 25–32.
- [11] Senjyu, T., Hayashi, D., Urasaki, N. y Funabashi, T.; “Optimum configuration for renewable generating systems in residence using genetic algorithm”, IEEE Transactions on Energy Conversion, 2006, 21, (1), pp.:459–516.
- [12] Chedid, R.B., Karaki, S.H. y El-Chamali, C.; “Adaptive fuzzy control for wind–diesel weak power system”, IEEE Transactions on Energy Conversion 2000, 15, (1), pp.:71–79.
- [13] Yang, J.M., Cheng, K.W.E., Wu, J., Dong, P. y Wang, B.; “The study of the energy management system based-on fuzzy control for distributed hybrid wind-solar power system”, Proceedings of first international conference on power electronics systems and applications, 2004, pp.: 113–120.
- [14] Hancock, M., Outhred, H.R. y Kaye, R.J.; “A new method for optimization the operation of stand-alone PV hybrid power systems”, IEEE First WCPEC; 1994, pp.: 1188–1279.
- [15] Zoulias y Emmanuel, I. Editores; “Hydrogen-based Autonomous Power Systems”, Springer, London, 2008.

- [16] The MathWorks Inc., "Target for the TI C2000TM User's Guide", Sept. 2008.
- [17] Xilinx. <http://www.xilinx.com>.
- [18] Rubbia Carlo. "Today the world of tomorrow—the energy challenge". J. Energy Convers. Manage. 2006; 47, (17), pp.:2695–2702.
- [19] Ozgener O.; "A small wind turbine system (SWTS) application and its performance analysis". J Energy Convers. Manage. 2006, 47, (11–12), pp.:1326–1365.
- [20] Wang, P. y Billinton, R.; "Reliability benefit analysis of adding WTG to a distribution system", IEEE Trans. Energy Convers. 2001, 16, (2), pp.:134–143.
- [21] Mohan N., Undeland T. M. y Robbins W. P., "Power Electronics: Converters, Applications and Design". 2003, New York, USA: Wiley.
- [22] Kazimierczuk, M. K. (2008). "Pulse- width Modulated DC-DC Power Converters". Chischester, United Kingdom: Wiley.
- [23] Ordonez M. y Quaiçoe J.E.: "Soft-Switching Techniques for Efficiency Gains in Full-Bridge Fuel Cell Power Conversion", IEEE Trans. Power Electronics, 2011, 26, (2), pp. 482 – 492.
- [24] Nymand M. y Andersen M. A. E., "High-efficiency isolated boost DC DC converter for high-power low-voltage fuel-cell applications", IEEE Trans. Ind. Electronics, 2010, 57, (2), pp. 505–514.
- [25] Delshad, M., y Farzanehfard, H.: "High step-up zero-voltage switching current-fed isolated pulse width modulation DC-DC converter", IET Power Electronics, 2011, 4, (3), pp. 316-322.

- [26] Bor-Ren L., y Jyun-Ji Ch.: “Zero-voltage-switching/zero-current-switching soft-switching dual-resonant converter”, *International Journal of Electronics*, 2010, 97, (5), pp. 569-585.
- [27] Iskender I., y Naci G.: “Design and analysis of a novel zero-voltage-transition interleaved boost converter for renewable power application”, *International Journal of Electronics*, 2010, 97, (9), pp.1051-1070.
- [28] De Doncker R. W., Divan D. M., y Kheraluwala M. H., “A three phase soft-switched high power density CC/CC converter for high power application”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1991, 27, (1), pp. 63–73.
- [29] Rajesh Babu, R. S. y Henry, J.; “A comparative analysis of DC-DC converters for renewable energy system”, *IMECS 2012*, 14-16 Mar. 2012, 2, Hong-Kong.
- [30] Peng F. Z., Li H., Su G.-J., y Lawler J. S., “A new ZVS bidirectional dc–dc converter for fuel cell and battery application”, *IEEE Trans. Power Electron.*, 2004, 19, (1), pp. 54–65.
- [31] Xiao H. y Xie S., “A ZVS bidirectional DC-DC converter with phaseshift plus PWM control scheme”, *IEEE Trans. Power Electron.*, 2008, 23, (2), pp. 813–823.
- [32] Hyun-Lark, D. (2011), “Integrated ZVS DC-DC converter with continuous input current and high voltage gain”, *International Journal of Electronics*, 98, pp. 1199-1214.
- [33] Kasa N., Harada Y., Ida T., y Bhat A. K. S., “Zero-current transitions converters for independent small scale power network system using lower power wind turbines”, *Proc. IEEE Int. Symp. Power Electron., ElectricDrives, Autom. Motion*, May. 2006, pp.1206–1210.

- [34] Bor-Ren, L. y Jyun-Ji, Ch. (2010), "Zero-voltage-switching/zero-current-switching soft-switching dual-resonant converter", International Journal of Electronics, 97, pp. 569-585.
- [35] Sable, D.M.; Lee, F.C. y Cho, B.H.; "A zero-voltage-switching bidirectional battery charger/discharger for the NASA EOS satellite", APEC '92., pp. 614 – 621.
- [36] J M. Zhang, F. Zhang, X.G. Xie, D.Z. Jiao y Zhaoming Qian: "A Novel ZVS CC/CC Converter for High Power Applications", APEC 2002. Annual IEE.
- [37] Jitaru, I.D.; "A 3 kW soft switching DC-DC converter", APEC 2000. Fifteenth annual IEEE , 2000, 1, (1), pp.86 -92.
- [38] Eun-Soo Kim; Kee-Yeon Joe; Soon-Gu Park y Yoon-Ho Kim; "An improved ZVZCS PWM FB CC/CC converter using the modified energy recovery snubber", APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE , 1, (1), pp. 119 - 124.
- [39] Redl, R.; Sokal, N.O. y Balogh, L.; "A novel soft-switching full-bridge CC/CC converter: analysis, design considerations, and experimental results at 1.5 kW, 100 kHz ", Power Electronics, IEEE Transactions on, Jul. 1991, 6, (3), pp. 408 -418.
- [40] Cho, J.G.; Sabate, J.A.; Guichao Hua y Lee, F.C.; "Zero-voltage and zerocurrent- switching full bridge PWM converter for high power applications", Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE , 20-25 Jun 1994, 1, pp. 102 -108.
- [41] Cho, J.G.; Baek, J.W.; Yoo, D.W.; Lee, H.S. y Rim, G.H.; "Novel zero-voltage and zero-current-switching (ZVZCS) full bridge PWM converter using transformer auxiliary winding ", PESC '97 Record., 28th Annual IEEE 1 , 22-27 Jun 1997, 1, pp. 227 – 232.

- [42] Sabate, J.A.; Vlatkovic, V.; Ridley, R.B.; Lee, F.C. y Cho, B.H.; "Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage switched PWM converter ", APEC '90, Conference Proceedings 1990., Fifth Annual , 11-16 Mar 1990, pp. 275-284.
- [43] Cho, J.G.; Baek, J.W.; Jeong, C.Y.; Yoo, D.W.; Lee, H.S. y Rim, G.H.; "Novel zero-voltage and zero-current-switching (ZVZCS) full bridge PWM converter using a simple auxiliary circuit", APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual , 15-19Feb1998, 2, pp. 834-839.
- [44] Hui Li; Fang Zheng Peng y Lawler, J.S.; "A natural ZVS medium-power bidirectional DC-DC converter with minimum number of devices ", Industry Applications, IEEE Transactions on, Mar/Abr 2003, 39, (2), pp. 525 -535.
- [45] Hui Li; Fang Zheng Peng y Lawler, J.; "Modeling, simulation, and experimental verification of soft-switched bi-directional DC-DC converters", APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE , 2001, 2, pp. 736 -742.
- [46] Hui Li; Peng, F.Z. y Lawler, J.S.; "A natural ZVS high-power bi-directional DC-DC converter with minimum number of devices ", Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE , 30 Sep-4 Oct 2001, 3, pp. 1874 -1881.
- [47] Hui Li; Fang Zheng Peng y Lawler, J.; "A study of modeling and simulation for soft-switched bi-directional DC-DC converters ", Computers in Power Electronics, 2000. COMPEL 2000. The 7th Workshop on, 2000, pp. 68 - 73.
- [48] Kunrong Wang; Lizhi Zhu; Dayu Qu; Odendaal, H.; Lai, J. y Lee, F.C.; "Design, implementation, and experimental results of bi-directional fullbridge CC/CC converter with unified soft-switching scheme and softstarting capability", PESC 00. 2000, 2, pp. 1058 -1063.

- [49] Kunrong Wang; Lee, F.C. y Lai, J.; "Operation principles of bi-directional fullbridge CC/CC converter with unified soft-switching scheme and softstarting capability ", APEC 2000. 1, pp. 111 -118.
- [50] Rathore, A. K., Bhat, A. K. S., y Oruganti, R.; "Analysis, Design and Experimental Results of Wide Range ZVS Active-Clamped L-L Type Current-Fed CC/CC Converter for Fuel Cells to Utility Interface", IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2012, 59, pp. 473-485.
- [51] Ahmadi, M., Mhammedi, M. R., Adib, E., y Farzanehfard, H.; "Family of non-isolated zero current transition bi-directional converters with one auxiliary switch", IET Power Electron., 2012, 5, (2), pp.: 158-165.
- [52] Lin, B. R. y Dong, J. Y.; "New zero-voltage switching DC-DC converter for renewable energy conversion systems", IET Power Electron., 2012, 5, (4), pp.: 393-400.
- [53] Kheraluwala M. H., Gascoigne R., Divan D.M., y Baumann E., "Performance characterization of a high power dual active bridge DC-to-DC converter", IEEE Trans. Ind. Appl., 1992, 28, (6), pp.1294–1301.
- [54] Bai H. y Mi C., "Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters using novel dual-phase-shift control", IEEE Trans. Power Electron., 2008, 23, (6), pp. 2905–2814.
- [55] Lai J. y Nelson D. J., "Energy management power converters in hybrid electric and fuel cell vehicles", Proc. IEEE, Abr. 2007, 95, (4), ,pp. 766–777.
- [56] Peng F. Z., Li H., Su G.-J. y Lawler J. S., "A new ZVS bidirectional dc–dc converter for fuel cell and battery application", IEEE Trans. Power Electron., 2004, 19, (1), pp.54–65.

- [57] Ortega, M., López, J.C., y Jurado, F.: "Design of DC / DC bidirectional converter based on DSP in renewable energy", *Przeglad Elektrotechniczny*, 2012, 88, (9), pp. 261-265
- [58] Palma L. y Enjeti P. N.: "A modular fuel cell, modular DC-DC converter concept for high performance and enhanced reliability", *IEEE Trans. Power Electronics*, 2009, 24, (6), pp. 1437–1443
- [59] Badstuebner U., Biela J., Christen D., y Kolar J. W.: "Optimization of a 5-kW Telecom Phase-Shift DC–DC Converter With Magnetically Integrated Current Doubler", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2011, 58, (10), pp. 4736-4745
- [60] Kwon J.-M., Kim E.-H., Kwon B.-H, y Nam K.-H.: "High-efficiency fuel cell power conditioning system with input current ripple reduction", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 2009, 56, (3). pp. 826-834
- [61] Kanaan, H. Y., Al-Haddad, K., Georges, S., y Mougharbel, I.: "Design, modelling, control and simulation of a three-phase DC-DC converter for high currents applications", *IET Power Electronics*, 2011, 4, 4, pp. 424-434
- [62] Vinnikov D. y Roasto I.: "Quasi-Z-Source-Based Isolated CC/CC Converters for Distributed Power Generation", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 2011, 58,(1), pp.192-201
- [63] Shen, J.M., Jou H.L. y Wu J.C.: "Transformer-less three-port grid-connected power converter for distribution power generation system with dual renewable energy sources", *IET Power Electronics*, 2012, 5, (4), pp. 501-509
- [64] Chong B. V. P., Zhang L. y Dehghani A., "Modeling & control of a bidirectional converter for a stand-alone photovoltaic power plant", *Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl. Sep. 2007*, 1–10.

- [65] Hua C.-C. , Chuang Ch.-W., Wu Ch.-W. , y Chuang D.-J., "Design and implementation of a digital high-performance photovoltaic lighting system", Proc. ICIEA, May. 2007, pp. 2583–2588.
- [66] Ortega M., Jurado F., y Carpio J.: "Control of indirect matrix converter with bidirectional output stage for micro-turbine", IET Power Electronics, 2012, (5), 6, pp. 659-668.
- [67] Ortega M., Jurado F., y Roa J.P.: "Bidirectional output stage matrix converter applied to a distributed generation system", International Journal of Electronics, 2012, 99, (8), pp.1115-1131.
- [68] Hyun-Lark D.: "Integrated ZVS DC-DC converter with continuous input current and high voltage gain", International Journal of Electronics, 2011, 98, (9), pp.1199-1214
- [69] Duan R. -Y., y Lee J. D.: "High-efficiency bidirectional DC-DC converter with coupled inductor", IET Power Electronics, 2012, 5, (1), pp.115-123
- [70] Rosas-Caro, J. C., Ramirez, J. M., Peng, F. Z., y Valderrabano, A.: "A DC-DC multilevel boost converter", IET Power Electronics, 2010, 3, (1), pp.129-137.
- [71] Chang Chen; Yim-Shu Lee; S. Y. R. Huy; Dehong Xu y Yousheng Wuang "Actively clamped bidirectional flyback converter ", Industrial Electronics, IEEE Transactions on , Ago. 2000, 47, (4), pp. 770 -779.
- [72] Zhang, M.T.; Jovanovic, M.M. y Lee, F.C.Y.; "Design considerations and performance evaluations of synchronous rectification in flyback converters", Power Electronics, IEEE Transactions on, May. 1998, 13, (3) , pp. 538 -546.

- [73] Wolfs, P.J.; "A current-sourced DC-DC converter derived via the duality principle from the half-bridge converter", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Feb. 1993, 40, (1), pp. 139 -144.
- [74] Lizhi Zhu; Kunrong Wang; Lee, F.C. y Jih-Sheng Lai; "New start-up schemes for isolated full-bridge boost converters", APEC 2000. 1, pp. 309 -313.
- [75] V. Vorperian; "Simplified analysis of PWM Converters Using the Model of PWM Switch: Parts I and II", IEEE Trans. On Aerospace and Electronic Systems, May 1990, 26, (3), pp. 490-505.
- [76] G. y Jain, P. "A PWM full-bridge converter with load independent softswitching capability", Moschopoulos, APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE , 1 , (1), pp. 79 -85.
- [77] J M.Zhang, David M.Xu y Zhaoming Qian; "An Improved Dual Active Bridge CC/CC Converter", Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC '01 Record., 32th Annual IEEE.
- [78] Agelidis, V.G.; Ziogas, P.D. y Joos, G.; "An efficient full bridge PWM DC-DC converter topology using lossless snubber and simple active energy recovery network ", APEC '91. Conference Proceedings, 1991., Sixth Annual , 10-15 Mar 1991. pp. 146 -157.
- [79] Lizhi Zhu; Kunrong Wang; Lee, F.C. y Jih-Sheng Lai; "New start-up schemes for isolated full-bridge boost converters ", APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, 2000, 1, (1), pp. 309-313.
- [80] Kheraluwala, M. H.; DeDoncker R.W. y Divan D. M.; "Analysis, design and experimental evaluation of a high-frequency bi-directional CC/CC converter", EPE 1991, 1, pp. 568-573.

- [81] Jain, M.; Jain, P.K. y Daniele, M.; "Analysis of a bi-directional DC-DC converter topology for low power application ", Electrical and Computer Engineering, 1997. IEEE 1997 Canadian Conference on, 25- 28 May 1992, 2, pp. 548-551.
- [82] Jain, M.; Daniele, M. y Jain, P.K.; "A bidirectional DC-DC converter topology for low power application", Power Electronics, IEEE Transactions on , Jul. 2000, 15, (4), pp.595 - 606.
- [83] Zhang, M.T.; Jovanovic, M.M. y Lee, F.C.Y.; "Design considerations and performance evaluations of synchronous rectification in flyback converters", Power Electronics, IEEE Transactions on , May 1998, 13, (3), pp. 538 -546.
- [84] Chen, C., Lee, Y. S., Huy, S. Y. R., Xu, D. y Wuang, Y.; " Actively clamped bidirectional flyback converter ", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Aug 2000, 47, (4), pp.770 - 779.
- [85] Venkatesan,K.; "Current mode controlled bidirectional flyback converter", Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record., 20th Annual IEEE, 26-29 Jun. 1989, 2, pp. 835-842.
- [86] Erdinc, O. y Uzunoglu, M.: "Recent trends in PEM fuel cell-powered hybrid systems: Investigation of application areas, design architectures and energy management approaches", Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2010, 14, pp. 2874-2884.
- [87] Gao, D., Jin, Z., y Lu, Q.; "Energy management strategy based on fuzzy logic for a fuel cell hybrid bus". Power Sources, 2008; 185, (1), pp. 311-318.
- [88] Kisacikoglu, M. C., Uzunoglu, M. y Alam, M.; "Load sharing using fuzzy logic control in a fuel cell/ultra-capacitor hybrid vehicle". Hydrogen Energy, 2009, 34, (3), pp.1497-2003.

- [89] Ates, Y., Erdinc, O., Uzunoglu, M. y Vural, B., "Energy management of an FC/UC hybrid vehicular power system using a combined neural network-wavelet transform based strategy". *Hydrogen Energy*. 2010; 35, (2), pp. 774-857.
- [90] Azmy, A.M. y Erlich, I.; "Online optimal management of PEM fuel cells using neural networks". *IEEE Trans Power Delivery*, 2005. 20, 2, pp.1051-1059.
- [91] Thounthong, P., Rael, S. y Davat, B., "Control algorithm of fuel cell and batteries for distributed generation system". *IEEE Trans Energy Conversion*, 2008; 23, (1), pp. 148-203.
- [92] Thounthong, P., Rael, S. y Davat, B., "Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for a distributed generation system". *IEEE Trans Ind Electron*, 2007, 54, (6), pp. 3225-3258.
- [93] Payman, A., Pierfederici, S. y Tabar, F.M., "Energy control of supercapacitor/fuel cell hybrid power source". *Energ. Convers. Manage.*, 2008, 49, (6), pp.1637-1681.
- [94] Payman, A., Pierfederici, S. y Tabar, F.M., "Energy management in a fuel cell/supercapacitor multisource/multiload electrical hybrid system". *IEEE Trans Power Electron*, 2009, 24, (12), pp. 2681-1772.
- [95] Zhang, X. Mi, C.C., Masrur, A. y Daniszewski, D., "Wavelet-transform-based power management of hybrid with multiple on board energy sources including fuel cell, battery and ultracapacitor". *J Power Sources*, 2008, 185, (2), pp.1533-1576.
- [96] Erdinc, O., Vural, B. y Uzunoglu, M., "A wavelet-fuzzy logic based energy management strategy for a fuel cell/battery/ultra-capacitor hybrid vehicular power system". *J Power Sources*, 2009, 194, (1), pp. 369-349.

- [97] Ferreira, A.A., Pomilio, J.A., Spiazzi, G. y Silva, L.A., "Energy management fuzzy logic supervisory for electric vehicle power supplies system". IEEE Trans. Power Electron., 2008, 23, (1), pp. 107-122.
- [98] Zhang, J. Liu, G. Yu, W. y Ouyang, M.; "Adaptative control of the airflow of a PEM fuel cell system". J Power Sources, 2008, 179, (2), pp. 649-708.
- [99] Li, Q., Chen, W. Wang, Y., Jia y J. Han, M.; "Nonlinear robust control of proton exchange membrane fuel cell by state feedback exact linearization". J Power Sources, 2009, 194, (1), pp. 338-384.
- [100] Jang, S.-R., Ryoo, H.-J. Goussev G. y Rim G. H.: "Comparative study of MOSFET and IGBT for high repetitive pulsed power modulators", IEEE Transactions on plasma science, 2012, 40, (10), pp. 2561-2568.
- [101] Lu, Z.P., Liu, C.T., Thompson, J.R. y Porter, W.D. "Structural Amorphous Steels". Phys. Rev. Lett., 2004, 92, pp. 245503.
- [102] M.H. Kheraluwala, R. Gascoigne, D.M. Divan y E. Baumann, "Performance characterization of a high power dual active bridge DC-to-DC converter", IEEE Trans. Nov-Dic. 1992. Ind. Appl., vol. 28, no. 6, pp.1294–1301.
- [103] Andujar J.M., Segura F., Duran E. y Rentería L.A.: "Optimal interface based on power electronics in distributed generation systems for fuel cells", Renewable Energy, 2011, 36, (11), pp. 2759-2770.
- [104] Nymand M. y Andersen M. A. E., "High-efficiency isolated boost DC DC converter for high-power low-voltage fuel-cell applications", IEEE Trans. Ind. Electronics, 2010, 57, (2), pp. 505–514.
- [105] Mohr M., y Franke W.T., Wittig B. y Fuchs F.W.: "Converter Systems for Fuel Cells in the Medium Power Range—A Comparative Study", IEEE Trans. Industrial Electronics, 2010, 57, (6), pp. 2024 - 2032.

- [106] Lee, J. -G., Choe, S. -Y., y Ahn, J. -W.: "Modelling and simulation of a polymer electrolyte membrane fuel cell system with a PWM CC/CC converter for stationary applications", *IET Power Electronics*, 2008, 1, (3), pp. 305-317.
- [107] Gao, W. (2005). "Performance comparison of a fuel cell-battery hybrid power train and a fuel cell ultracapacitor hybrid powertrain", *IEEE Trans. Vehicular Technol.*, 54, 3, pp. 846–855.
- [108] Swingler A. D. y Dunford W. G., "Development of a bidirectional CC/CC converter for inverter/charger applications with consideration paid to large signal operation and quasi-linear digital control", *Proc. IEEE PESC*, (2002), Jun., pp. 961–966.
- [109] H.E. Tacca, "Ferrite toroidal inductor design". *IEEE Latin America Trans.* Dic. 2009, 7, (6), pp. 630-635.
- [110] Yoshizawa Y., Oguma, S. y Yamauchi, K. "New Fe-based soft magnetic alloys composed of ultrafine grain structure". *J. Appl. Phys.*, 1988, 64, pp. 6044.
- [111] Li, W., Fan, L. Zhao, Y., He, X., Xu, D. y Wu, B.; "High-Step-Up and High-Efficiency Fuel-Cell Power-Generation System With Active-Clamp Flyback-Forward Converter", *IEEE Trans. on Indus. Electronics*, 2012, 59, pp. 599-610.
- [112] Melicio, R., Mendes, V. M. F., y Catalao, J. P. S.; "Modeling and Simulation of Wind Energy Systems with Matrix and Multilevel Power Converters", *IEEE Latin America Transactions*, Mar. 2009, 7, (1), pp. 78-84.
- [113] Andújar, J. M., Segura, F., Durán, E. y Rentería, L. A.; "Optimal interface based on power electronics in distributed generation systems for fuel cells", *Renewable Energy*, 2011, 36, pp.: 2759-2770.

- [114] Tulbure, A., Turschner, D., Abrudean, M., Ceuca, E. y Ormenisan, R.; “Experimental Comparison of Switching with IGBT and MOSFET”. AQTR, 2010 IEEE International Conference on, 28-30 May. 2010, 2, pp.: 1-5.

- [115] Flores, J. L., Avalos, J. L. B., y Espinoza, C. A. B.; “Passivity-based controller and online algebraic estimation of the load parameter of the DC-to-DC power converter cuk type”, IEEE Latin America Transactions, Mar. 2011, 9, (1), pp.784-791.

- [116] Chandrasekhar, P. Y Reddy, R.; “Optimum Controlled Full Bridge LC Resonant Converter for Electrolyser Application”, Proceeding of the World Congress on Engineering and Computer Science, 20-22 Oct. 2009, 1, San Francisco, USA.

- [117] Zeng, Z., Yang, H., Zhao, R. y Cheng, C.; “Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2013, 24, pp.: 223-270.

- [118] Andersen, R. L. y Barbi, I.; “A Three-Phase Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter”, IEEE Transactions on Power Electronics, Feb. 2009, 24 (2), pp.: 358-368.