

Universidad de Huelva

Departamento de Ingeniería Electrónica, de Sistemas
Informáticos y Automática



Convertidores para microrredes CC en generación distribuida: análisis, diseño e implementación

**Memoria para optar al grado de doctora
presentada por:**

María Bella Ferreira Prieto

Fecha de lectura: 24 de noviembre de 2023

Bajo la dirección de los doctores:

Eladio Durán Aranda

Salvador Pérez Litrán

Huelva, 2023



Universidad de Huelva



Convertidores para Microrredes CC en Generación Distribuida: Análisis, Diseño e Implementación

**Memoria para optar al grado de doctora
presentada por:**

María Bella Ferrera Prieto

Fecha de lectura: septiembre 2023

Bajo la dirección de los doctores:

Eladio Durán Aranda

Salvador Pérez Litrán

Huelva, 2023



Universidad
de Huelva

TESIS DOCTORAL:

CONVERTIDORES PARA MICRORREDES CC
EN GENERACIÓN DISTRIBUIDA: ANÁLISIS,
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN

PROGRAMA DE DOCTORADO:

CIENCIA Y TECNOLOGÍA INDUSTRIAL Y AMBIENTAL

Doctoranda:

María Bella Ferrera Prieto

Directores:

Dr. D. Eladio Durán Aranda

Dr. D. Salvador Pérez Litrán

Huelva, septiembre 2023

AGRADECIMIENTOS:

Esta tesis supone el final de una etapa en mi carrera profesional, en la que muchos habéis participado en cierta medida. Por ello, quiero expresar mi profundo agradecimiento a todos los que me han apoyado y acompañado a lo largo de este arduo camino.

En primer lugar, quiero agradecer a mis directores: D. Eladio Durán y D. Salvador Pérez su paciencia y tesón, sin los que no habría sido posible este trabajo. Gracias por guiarme y corregirme con sabiduría.

Quiero agradecer a los compañeros del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Térmica, Diseño y Proyectos, su ayuda durante mi etapa como profesora allí. Gracias a todos con los que he compartido asignaturas, conocimientos y experiencias enriquecedoras.

También, agradezco a los compañeros del departamento de Ingeniería Electrónica, Sistemas Informáticos y Automática, el haberme acompañado y apoyado en mis primeros pasos como profesora.

Por último, de manera especial, quiero agradecer a mis padres su ejemplo y el haberme dado la oportunidad de desarrollarme como persona y profesional. A mi hermana, por compartir mis dudas e inquietudes. A mi marido, que siempre me apoyó para que pudiera dedicar el máximo tiempo posible a terminar esta tesis. Y a mis hijos, a los que he tenido que robar su tiempo tantas veces.

En resumen, mi más sincero agradecimiento a todas las personas que han formado parte de este proceso. Su apoyo y dedicación han sido imprescindibles para el éxito de este trabajo.

¡Muchas gracias a todos!

DEDICADO A:

Mis padres Manolo y Pepi

Mi marido Jacob

Mis hijos Pilar, Esperanza,

Jacob y Juan Bautista

Índice de contenidos

Índice de figuras.....	XIII
Índice de tablas.....	XVII
Resumen.....	XIX
Abstract.....	XXIII
Capítulo 1 Planteamiento General	1
1.1. <i>Introducción</i>	2
1.2. <i>Microrredes Eléctricas</i>	4
1.3. <i>Microrredes CC Bipolares</i>	8
1.4. <i>Convertidores CC-CC conmutados</i>	11
1.5. <i>Clasificación de los convertidores CC-CC multipuerto</i>	15
1.5.1. <i>Convertidores CC-CC de una entrada y una salida</i>	17
1.5.2. <i>Convertidores CC-CC de una entrada y múltiples salidas</i>	21
1.5.3. <i>Convertidores CC-CC de múltiples entradas y una salida</i>	24
1.5.4. <i>Convertidores CC-CC de múltiples entradas y múltiples salidas</i>	29
1.6. <i>Convertidores CC-CC intercalados</i>	34
1.7. <i>Objetivos</i>	40
1.8. <i>Conclusiones</i>	41
Capítulo 2 Desarrollo de Convertidores CC-CC Combinados.....	43
2.1. <i>Introducción</i>	44
2.2. <i>Metodología desarrollada</i>	45
2.2.1. <i>Convertidores combinados de n salidas</i>	46
2.2.2. <i>Convertidores combinados de dos salidas</i>	51
2.2.3. <i>Convertidores combinados de más de dos salidas</i>	56
2.2.4. <i>Convertidores combinados intercalados de N fases</i>	63

Índice de contenidos

2.3. <i>Análisis y criterios de diseño</i>	67
2.3.1. Convertidor SEPIC-Ćuk combinado	68
2.3.2. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado.....	73
2.3.3. Convertidor Zeta-CSC combinado	77
2.3.4. Convertidor de una entrada y 3 salidas: SEPIC-Boost-Ćuk combinado.....	80
2.3.5. Convertidor combinado de una entrada y cinco salidas	86
2.3.6. Convertidor SEPIC-Ćuk intercalado de cuatro fases.....	90
2.3.7. Convertidor Zeta-Buck-Boost intercalado de cuatro fases	95
2.4. <i>Conclusiones</i>	99
Capítulo 3 Discusión y Resultados	101
3.1. <i>Introducción</i>	102
3.2. <i>Convertidor de una entrada y salida bipolar: SEPIC-Ćuk combinado</i>	103
3.2.1. Comportamiento frente a cargas equilibradas	103
3.2.2. Comportamiento frente a cargas desequilibradas	107
3.2.3. Resultados experimentales	112
3.3. <i>Convertidor de una entrada y salida bipolar: Zeta-Buck-Boost combinado</i>	117
3.3.1. Comportamiento en CCM y carga constante.....	117
3.3.2. Comportamiento en CCM, DCM, y carga variable	121
3.4. <i>Convertidor de una entrada y salida bipolar: Zeta-CSC combinado</i>	126
3.5. <i>Comparación de las configuraciones bipolares propuestas</i>	131
3.6. <i>Convertidor de una entrada y tres salidas: SEPIC-Boost-Ćuk combinado</i>	136
3.6.1. Resultados simulación.....	136
3.6.2. Resultados experimentales	140
3.7. <i>Convertidor combinado de una entrada y cinco salidas</i>	150
3.8. <i>Convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de cuatro fases</i>	157
3.8.1. Resultados simulación.....	157
3.8.2. Resultados experimentales	163
3.9. <i>Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado intercalado de cuatro fases</i>	170
3.10. <i>Conclusiones</i>	173
Capítulo 4 Aportaciones de la Tesis	175
4.1. <i>Introducción</i>	176
4.2. <i>Innovaciones que aporta la Tesis</i>	176
4.3. <i>Rendimiento de la Tesis</i>	177

4.3.1. Producción científica clasificada por aportaciones.....	177
4.3.2. Patentes	181
4.4. <i>Compendio de publicaciones</i>	182
4.4.1. Artículo 1	182
4.4.2. Artículo 2	183
4.4.3. Artículo 3	184
4.4.4. Artículo 4	185
4.4.5. Artículo 5	186
Capítulo 5 Conclusiones y trabajo futuro.....	187
5.1. <i>Conclusiones</i>	188
5.2. <i>Trabajo futuro</i>	192
Referencias bibliográficas	193
Anexo I. Artículos	205

Índice de figuras

Figura 1.1. Esquema convencional del Sistema Eléctrico de Potencia (SEP) en CA. Fuente: Sistemas de Energía Eléctrica, Autor: F. Barrero.	2
Figura 1.2. Modelo de Generación Distribuida integrado en el SEP convencional.....	4
Figura 1.3. Modelo de distribución en baja tensión actual.....	5
Figura 1.4. Modelo de red basado en microrredes para GD.....	6
Figura 1.5. Tipos de microrredes CC.....	9
Figura 1.6. Topologías de convertidores CC-CC de un solo interruptor no aislados.	18
Figura 1.7. Convertidores de tres niveles.....	22
Figura 1.8. Convertidor reductor elevador de un solo inductor con salida bipolar.....	23
Figura 1.9. Topología de convertidor elevador y reductor-elevador combinado en serie.	24
Figura 1.10. Convertidor CC-CC elevador con salida bipolar.	24
Figura 1.11. Convertidor de múltiples entradas de la referencia [45].....	25
Figura 1.12. Convertidor de múltiples entradas presentado en la referencia [46].....	26
Figura 1.13. Convertidor Buck-Boost de múltiples entradas y una salida de la referencia [47]..	28
Figura 1.14. Convertidor MISO basado dos convertidores Buck: (a) conectados en serie y (b) conectados en paralelo.....	29
Figura 1.15. Convertidor MISO basado un convertidor Buck y un convertidor Cúk: (a) conectados en serie y (b) conectados en paralelo.....	29
Figura 1.16. Convertidor MIMO.....	30
Figura 1.17. Convertidor elevador de tres puertos (Boost-TPC).....	31
Figura 1.18. Convertidor parcialmente resonante de un inductor.	33
Figura 1.19. Convertidor no aislado de n entradas tipo Zeta y m salidas.....	33
Figura 1.20. Convertidor no aislado de n entradas y m salidas.	34
Figura 1.21. Esquema de conexión de N convertidores CC-CC intercalados.....	36
Figura 1.22. Convertidores de un inductor intercalados de N fases.....	37
Figura 1.23. Convertidores de dos inductores intercalados de N fases.	38
Figura 1.24. Factor de cancelación vs ciclo de trabajo.	39
Figura 2.1. Convertidores combinados de n salidas.....	47
Figura 2.2. Convertidores combinados SIMO de dos salidas e interruptor no flotante.	52
Figura 2.3. Convertidores combinados SIMO de dos salidas e interruptor flotante.	53
Figura 2.4. Convertidores combinados de dos salidas con tres cargas.....	55

Índice de figuras

Figura 2.5. Convertidores combinados de tres salidas con interruptor al nodo común.	56
Figura 2.6. Convertidor CSC-Buck-Boost-Zeta combinado, con interruptor flotante.....	57
Figura 2.7. Convertidor combinado de tres salidas con seis cargas.	57
Figura 2.8. Convertidor combinado de cuatro salidas.....	58
Figura 2.9. Convertidor combinado de cinco salidas.....	59
Figura 2.10. Convertidor combinado de seis salidas.....	60
Figura 2.11. Convertidor de N módulos basado en el convertidor Zeta-Buck-Boost.	61
Figura 2.12. Convertidor de N módulos basado en el convertidor SEPIC-Boost-Ćuk.	62
Figura 2.13. Convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de N fases.....	63
Figura 2.14. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado intercalado de N fases.	64
Figura 2.15. Cancelación del rizado de la corriente para convertidores intercalados de cuatro fases.	65
Figura 2.16. Convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de cuatro fases.....	66
Figura 2.17. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado intercalado de cuatro fases.	66
Figura 2.18. Convertidores CC-CC SISO: SEPIC y Ćuk.	68
Figura 2.19. Convertidor SEPIC-Ćuk combinado con tres cargas.	69
Figura 2.20. Convertidores CC-CC SISO: Zeta y Buck-Boost.	74
Figura 2.21. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado con tres salidas.....	74
Figura 2.22. Convertidores CC-CC SISO: Zeta y CSC.....	77
Figura 2.23. Convertidor Zeta-CSC combinado con tres cargas.....	77
Figura 2.24. Convertidores CC-CC SISO: SEPIC, Boost y Ćuk.....	80
Figura 2.25. Convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado con seis salidas.....	81
Figura 2.26. Convertidores CC-CC SISO: Zeta, Buck-Boost, SEPIC, Boost y Ćuk.....	86
Figura 2.27. Convertidor combinado de cinco salidas.....	87
Figura 2.28. Convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de cuatro fases.....	91
Figura 2.29. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado de cuatro fases.	96
Figura 3.1. Convertidor SEPIC-Ćuk combinado con tres cargas.	104
Figura 3.2. Corriente de entrada y salida del convertidor SEPIC-Ćuk combinado.	105
Figura 3.3. Diagrama de bloques del circuito simulado.	107
Figura 3.4. Diagrama del bloque de control PI.	108
Figura 3.5. Modelo de esquema de la microrred CC bipolar.....	108
Figura 3.6. Tensión de salida del convertidor SEPIC-Ćuk combinado.....	110
Figura 3.7. Corrientes de salida del convertidor y corriente de línea en la microrred.	111
Figura 3.8. Prototipo experimental del convertidor SEPIC-Ćuk combinado.....	112
Figura 3.9. Diagrama de bloques del prototipo convertidor SEPIC-Ćuk combinado.	113
Figura 3.10. Resultados experimentales del convertidor SEPIC-Ćuk combinado. Corriente de salida positiva I_o^+ (Canal C1: 500 mA/div, -500 mA offset); tensión de salida negativa V_o^- (Canal C2: 100 V/div, 0 V offset); tensión de salida positiva V_o^+ (Canal C3: 100 V/div, -300 V offset); salida bipolar V_o (Canal C4: 200 V/div, 200 V offset).	115

Figura 3.11. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado con tres cargas.	117
Figura 3.12. Corriente entrada y salida del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado.	119
Figura 3.13. Resultados de la simulación para el convertidor Zeta-Buck-Boost combinado como elevador en CCM.	123
Figura 3.14. Resultados de la simulación para el convertidor Zeta-Buck-Boost combinado como elevador en DCM.	124
Figura 3.15. Resultados de la simulación para el convertidor Zeta-Buck-Boost combinado como reductor en CCM y DCM.	125
Figura 3.16. Convertidor Zeta-CSC combinado con tres cargas.	127
Figura 3.17. Resultados de simulación del convertidor Zeta-CSC: corrientes de entrada y salida.	129
Figura 3.18. Resultados de simulación del convertidor Zeta-CSC: tensiones de salida.	130
Figura 3.19. Modelo de simulación de red CC bipolar.	131
Figura 3.20. Corriente media de entrada y salida para el convertidor SEPIC-Ćuk.	132
Figura 3.21. Corriente de entrada y salida para el convertidor SEPIC-Ćuk.	133
Figura 3.22. Corriente de entrada y salida para el convertidor Zeta-Buck-Boost.	134
Figura 3.23. Corriente de entrada y salida para el convertidor Zeta-CSC combinado.	134
Figura 3.24. Convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado con seis cargas.	136
Figura 3.25. Resultados de simulación del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado para seis cargas. Tensiones de salida.	138
Figura 3.26. Resultados de simulación del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado. Formas de onda de la corriente a la entrada y salida.	139
Figura 3.27. Prototipo experimental del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado.	141
Figura 3.28. Diagrama de bloques del prototipo experimental.	141
Figura 3.29. Placas de circuito impreso con el controlador PWM y los elementos del convertidor combinado SEPIC-Boost-Ćuk.	143
Figura 3.30. Resultados experimentales para tres cargas. Respuesta de las tensiones de salida cuando I_{o2} varía. Corriente de salida I_{o2} (Canal C1: 140 mA/div, offset 0 A); tensión de salida V_{o1} (Canal C2: 5 V/div, offset de 0 V), tensión de salida V_{o2} (Canal C4: 40 V/div, offset de 0 V) y tensión de salida V_{o3} (Canal C3: 5 V/div, offset de 0 V). Tiempo = 50 ms/div.	145
Figura 3.31. Resultados experimentales para tres cargas. Tensión en L_1 , V_{L1} (Canal C1: 50 V/div, -65 V de offset); tensión en L_3 , V_{L3} (Canal C2: 50 V/div, -150 V de offset); tensión en L_2 , V_{L2} (Canal C3: 40 V/div, 120 V de offset); señal PWM del IGBT, V_G (Canal 4: 10 V/div, 0 de offset). Tiempo 20 μ s/div.	145
Figura 3.32. Resultados experimentales para tres cargas. Corriente por L_1 , I_{L1} (Canal C1: 0,5 A/div, 0,25 A de offset), corriente por L_2 , I_{L2} (Canal C3: 0,2 A/div, -0,6 A offset); corriente por L_3 , I_{L3} (Canal C2: 0,2 A/div, -0,2 A offset). Tiempo 20 μ s/div.	146

Figura 3.33. Resultados experimentales para cinco cargas. Corrientes de entrada y salida: I_g (Canal C1: 2,0 A/div, -0,5 A offset), I_{o1} (Canal C2: 2,0 A/div, -6,1 A offset), I_{o2} (Canal C3: 2,0 A/div, -3,9 A offset), I_{o3} (Canal C4: 2,0 A/div, 5 A offset). Tiempo 20 μ s/div.	147
Figura 3.34. Rendimiento del prototipo del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado para diferentes potencias de salida.	149
Figura 3.35. Convertidor combinado de cinco salidas.	150
Figura 3.36. Resultados de simulación para el convertidor combinado de cinco salidas como elevador en CCM.	153
Figura 3.37. Resultados de simulación para el convertidor combinado de cinco salidas como elevador en DCM.	154
Figura 3.38. Resultados de simulación para el convertidor combinado de cinco salidas como reductor en CCM y DCM.	156
Figura 3.39. Convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de cuatro fases.	158
Figura 3.40. Resultados de simulación del convertidor SEPIC-Ćuk combinado de cuatro fases en modo síncrono (SOM).	160
Figura 3.41. Resultados de la simulación del convertidor SEPIC-Ćuk combinado de cuatro fases en modo intercalado (IOM).	161
Figura 3.42. Prototipo experimental del convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado.	163
Figura 3.43. Resultados experimentales del convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado en SOM. Corrientes de entrada de cada fase: I_1 (C1: 3,85 A/div, 9,2 A offset), I_2 (C2: 3,85 A/div, 1,6 A offset), I_3 (C3: 3,85 A/div, -6,1 A offset), I_4 (C4: 3,85 A/div, -13,5 A offset). .	166
Figura 3.44. Resultados experimentales del convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado en SOM. Corrientes de salida: I_o^+ (C1: 2,5 A/div, 2,91 A offset), I_o^- (C2: 2,5 A/div, -2,93 A offset); y corriente de la fuente I_g (C3: 5 A/div, -9,9 A offset).	167
Figura 3.45. Resultados experimentales para el convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado en IOM. Corrientes de entrada de cada fase: I_1 (C1: 3,85 A/div, 9,2 A offset), I_2 (C2: 3,85 A/div, 1,6 A offset), I_3 (C3: 3,85 A/div, -6,1 A offset), I_4 (C4: 3,85 A/div, -13,5 A offset). .	167
Figura 3.46. Resultados experimentales del convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado en IOM. Corrientes de salida: I_o^+ (C1: 2,5 A/div, 2,91 A offset), I_o^- (C2: 2,5 A/div, -2,93 A offset); y corriente en la fuente I_g (C3: 5 A/div, -9,9 A offset).	168
Figura 3.47. Resultados experimentales en IOM con una variación en la carga. Corriente de salida: I_o^+ (C1: 2,5 A/div, -5 A offset); Tensiones de salida: V_o (C2: 100 V/div, -100 V offset), V_o^+ (C: 100 V/div, -100 V offset 3) y V_o^- (C4: 100 V/div, -100 V offset).	169
Figura 3.48. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado de cuatro fases.	170
Figura 3.49. Resultados de simulación del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado de cuatro fases en modo síncrono (SOM).	171
Figura 3.50. Resultados de simulación del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado de cuatro fases en modo intercalado (IOM).	172

Índice de tablas

Tabla 1.1. Características de los convertidores CC-CC de un solo interruptor no aislados.	19
Tabla 1.2. Relaciones de conversión para convertidores CC-CC básicos no aislados.	20
Tabla 2.1. Relaciones de conversión para los convertidores combinados de n salidas.	50
Tabla 2.2. Principales características de los convertidores combinados SIMO de dos salidas. ...	54
Tabla 2.3. Valores medios de tensión e intensidad en los componentes del convertidor SEPIC- Ćuk combinado.	70
Tabla 2.4. Valores medios de tensiones e intensidades en los componentes del convertidor Zeta- Buck-Boost combinado.	75
Tabla 2.5. Valores medios de tensiones e intensidades en los componentes del convertidor Zeta- CSC combinado.	78
Tabla 2.6. Valores medios de tensiones e intensidades en los componentes del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado con seis cargas.	82
Tabla 2.7. Intensidades en los componentes del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado formado por N módulos con seis cargas.	83
Tabla 2.8. Características de cada una de las cinco salidas del convertidor combinado.	87
Tabla 2.9. Valores medios de las tensiones e intensidades en los componentes de cada fase del convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado.	92
Tabla 2.10. Valores medios de las tensiones e intensidades en los componentes de cada fase del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado intercalado.	97
Tabla 3.1. Valores empleados en la simulación del convertidor SEPIC-Ćuk.	104
Tabla 3.2. Resultados de simulación del convertidor SEPIC-Ćuk combinado.	106
Tabla 3.3. Tensiones e intensidades medias en los componentes del convertidor SEPIC-Ćuk. .	106
Tabla 3.4. Valores empleados en la simulación del convertidor SEPIC-Ćuk combinado.	108
Tabla 3.5. Valores de los componentes del bloque de microrred.	109
Tabla 3.6. Valores de corriente y tensión medidos en las distintas condiciones de carga.	111
Tabla 3.7. Valores de los componentes del prototipo experimental del convertidor SEPIC-Ćuk combinado.	114
Tabla 3.8. Valores de tensión y corriente medidos en la salida del prototipo experimental del convertidor SEPIC-Ćuk combinado para las distintas condiciones de carga.	116
Tabla 3.9. Valores empleados en la simulación del convertidor Zeta-Buck-Boost.	118
Tabla 3.10. Valores obtenidos en la simulación del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado. .	120

Tabla 3.11. Valores medios de las tensiones e intensidades en los componentes del convertidor combinado Zeta-Buck-Boost.....	120
Tabla 3.12. Valores de los componentes del convertidor Zeta-Buck-Boost.....	122
Tabla 3.13. Valores de las resistencias de carga del convertidor combinado Zeta-Buck-Boost para los distintos modos de funcionamiento.....	122
Tabla 3.14. Valores de tensión de entrada y salida del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado en los distintos modos de funcionamiento.....	126
Tabla 3.15. Valores de los componentes para la simulación del convertidor Zeta-CSC.....	127
Tabla 3.16. Valores medios de corriente y de tensión en cada componente del convertidor Zeta-CSC combinado.....	130
Tabla 3.17. Valores de los componentes pasivos de los tres convertidores bipolares.....	132
Tabla 3.18. Características de la corriente de entrada y salida obtenidas para cada configuración de convertidor combinado.....	135
Tabla 3.19. Número de componentes de los tres convertidores bipolares y tipo de conexión del interruptor de potencia.....	135
Tabla 3.20. Valor de los componentes del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado.....	138
Tabla 3.21. Características de los componentes del prototipo del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado.....	143
Tabla 3.22. Resultados experimentales del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk para tres cargas....	144
Tabla 3.23. Resultados experimentales del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk para cinco cargas.	147
Tabla 3.24. Resultados experimentales del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk para seis cargas. ...	148
Tabla 3.25. Valores de los componentes empleados en la simulación del convertidor de una entrada y cinco salidas.....	151
Tabla 3.26. Valores de las resistencias de salida del convertidor de cinco salidas para los distintos modos de funcionamiento.....	152
Tabla 3.27. Tensiones de entrada y salida del convertidor combinado de cinco salidas en las distintas condiciones simuladas.....	155
Tabla 3.28. Componentes pasivos del convertidor SEPIC-Ćuk intercalado de cuatro fases.	159
Tabla 3.29. Valores de las corrientes de entrada y salida del convertidor SEPIC-Ćuk de cuatro fases funcionando en SOM y en IOM.....	162
Tabla 3.30. Valores de los componentes pasivos del prototipo experimental de convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de cuatro fases.....	165
Tabla 3.31. Resultados experimentales para el convertidor SEPIC-Ćuk combinado de cuatro fases funcionando en SOM y en IOM.....	168
Tabla 3.32. Resultados experimentales para el convertidor SEPIC-Ćuk combinado de cuatro, fases funcionando en IOM, con variación en la carga.....	169
Tabla 3.33. Resultados simulación del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado de cuatro fases funcionando en SOM y en IOM.....	173

Resumen

La implantación de nuevas tecnologías en generación de energía eléctrica ha originado un cambio en el modelo de distribución. El Sistema Eléctrico de Potencia (SEP) en su modelo convencional, concentra la generación de la energía eléctrica en grandes centrales eléctricas alejadas de los puntos de consumo, por lo que es necesario su transporte y distribución. En la actualidad, la generación eléctrica se está acercando cada vez más a los consumidores, con generadores de menor potencia conectados directamente en la red de distribución.

Además, se está produciendo un cambio en el modelo de consumo de la energía eléctrica. Numerosas aplicaciones requieren un suministro en Corriente Continua (CC), frente al consumo en Corriente Alterna (CA) convencional. Por esto, es necesario el uso de dispositivos que adapten este suministro de CA a CC, o bien, el uso de nuevos modelos de gestión de la red eléctrica como son las microrredes, tanto en CA como en CC.

Esta Tesis aporta una metodología para el desarrollo de configuraciones de dispositivos capaces de interconectar las fuentes de generación de energía eléctrica a cargas en microrredes CC. Estas configuraciones están basadas en convertidores CC-CC conmutados, de una sola entrada y una sola salida (*Single Input Single Output*, SISO), con un interruptor de potencia. Son topologías presentes en múltiples aplicaciones, así como en la literatura con diversas propuestas.

La metodología desarrollada permite obtener convertidores de CC-CC capaces de alimentar varias cargas a partir de una entrada, es decir, convertidores de tipo SIMO (*Single Input Multiple Output*). Entre las cuales cabe destacar, las topologías SIDO (*Single Input Dual Output*), adecuadas a las aplicaciones de las microrredes CC bipolares. Se consigue así obtener: nueve configuraciones de dos salidas (SIDO), siete configuraciones de n salidas en paralelo, cinco configuraciones de tres salidas, además de configuraciones de cuatro, cinco y seis salidas. Todas ellas son convertidores CC-CC combinados de una sola entrada, con un solo interruptor y sin transformador. Estas cualidades hacen que las configuraciones propuestas sean atractivas por su simplicidad en el control, su reducido tamaño y aportando una mayor eficiencia.

Estas configuraciones se pueden escalar a aplicaciones de mayor potencia mediante la conexión en paralelo y aplicando el modo de funcionamiento intercalado. Por lo que se aportan hasta dos configuraciones de convertidores con salida bipolar para aplicaciones de alta potencia.

La Tesis se estructura en cinco capítulos. En el Capítulo 1 se realiza una introducción al nuevo modelo de generación distribuida, las microrredes CC, destacando las microrredes CC bipolares, por las ventajas que ofrece. Se enumeran los objetivos de la Tesis, así como la metodología empleada. Luego se presentan los convertidores CC-CC conmutados, como base para aportar soluciones eficaces para estas microrredes CC. Se estudian las principales características de los convertidores CC-CC y los parámetros que los definen. Se hace una clasificación de las distintas topologías, según el número de entradas y salidas, y se analiza la técnica del intercalado para aplicaciones de mayor potencia.

En el Capítulo 2 se desarrolla la metodología llevada a cabo en este trabajo, así como un análisis teórico de las principales topologías obtenidas. Se describe la metodología con la que se consiguen configuraciones de convertidores CC-CC de una entrada y múltiples salidas (SIMO) a partir de convertidores de una entrada y una salida (*Single Input Single Output*, SISO) descritos en el capítulo anterior.

Estas topologías son analizadas conforme a su comportamiento en estado estacionario y se definen unos criterios de diseño para los convertidores.

En el Capítulo 3 se exponen los resultados de simular las configuraciones de convertidores CC-CC combinados propuestos, y testear los prototipos experimentales desarrollados. Se evalúa, de este modo, el comportamiento tanto de forma estática como la respuesta dinámica para distintos tipos de escenarios de microrredes CC.

El Capítulo 4 exhibe la producción científica de la Tesis clasificada en base a las innovaciones que aporta, formada por publicaciones en revistas, aportaciones a congresos y patentes. Se analiza el rendimiento científico mediante los índices de calidad correspondientes para cada publicación. Por último, se compendian las publicaciones que avalan el trabajo realizado.

Finalmente, las conclusiones derivadas del trabajo desarrollado, junto a las líneas de trabajo futuro posibles, se describen en el Capítulo 5.

Abstract

The implementation of new technologies in electricity generation has led to a change in the distribution model. The Electric Power System (SEP) in its conventional model, concentrates the generation of electricity in large power plants far from the points of consumption, so it is necessary to transport and distribute it. Nowadays, electricity generation is getting closer to consumers, with lower power generators connected directly to the distribution grid.

In addition, a change is taking place in the model of electricity consumption. Many applications require a Direct Current (DC) supply, compared to conventional Alternating Current (AC) consumption. For this reason, it is necessary to use devices that adapt this AC supply to DC, or the use of new model's electrical network management such as microgrids, both AC and DC.

This thesis provides a methodology for the development of configurations of devices capable of interconnecting the sources of electricity generation to loads in DC microgrids. These configurations are based on switched, single-input, single-output (SISO) DC-DC converters with a power switch. They are topologies present in multiple applications, also in the literature, with various proposals.

The methodology developed allows to obtain DC-DC converters capable of supplying several loads from one input, that is, converters of type SIMO (*Single Input Multiple Output*). Among which it is worth mentioning, the SIDO (*Single*

Input Dual Output) topologies, suitable for the applications of bipolar DC microgrids. Thus, it is possible to obtain: nine configurations of two outputs (SIDO), seven configurations of n outputs in parallel, five configurations of three outputs, in addition to configurations of four, five and six outputs. All of them are combined DC-DC converters with a single input, single switch and without transformer. These qualities make the proposed configurations attractive for their simplicity in control, their small size and providing greater efficiency.

These configurations can be scaled to higher power applications by paralleling connexion and applying the interleaved operating mode. So, two configurations of converters with bipolar output are provided for high power applications.

The thesis is structured in five chapters. Chapter 1 introduces the new model of distributed generation, DC microgrids, highlighting bipolar DC microgrids, for the advantages it offers. The objectives of the thesis are listed, as well as the methodology used. Switched DC-DC converters are then presented as a basis for providing effective solutions for these DC microgrids. The main characteristics of DC-DC converters and the parameters that define them are studied. A classification of the different topologies is made, according to the number of inputs and outputs, and the interleaving technique for higher power applications is analysed.

Chapter 2 develops the methodology carried out in this work, as well as a theoretical analysis of the main topologies obtained. The methodology for single-input multiple-output (SIMO) DC-DC converter configurations from single-input single-output (SISO) converters described in the previous chapter is described. These topologies are analysed according to their steady-state behaviour and design criteria are defined for the converters.

Chapter 3 presents the results of simulating the configurations of combined DC-DC converters proposed, and testing the experimental prototypes developed. In this way, the behaviour is evaluated both statically and dynamically for different types of CC microgrid scenarios.

Chapter 4 exhibits the scientific production of the thesis classified based on the innovations it provides, consisting of publications in journals, contributions to

congresses and patents. Scientific performance is analysed using the corresponding quality indexes for each publication. To finish, the publications that endorse the work done are summarized.

Finally, the conclusions derived from the work developed, together with the possible future lines of work, are described in Chapter 5.

Capítulo 1

Planteamiento General

En este capítulo se plantea la evolución del Sistema Eléctrico de Potencia (SEP), que tiende hacia un modelo de generación distribuida, debido a las necesidades de consumo y los sistemas de generación actuales. Se presentan los objetivos y la metodología llevada a cabo. En este sentido, se analizan las nuevas topologías de redes y se presenta a las microrredes CC bipolares como la topología que ofrece mayores ventajas.

Surge la necesidad de encontrar sistemas de potencia que permitan la interconexión a dichas redes eléctricas, por lo que se plantean los convertidores CC-CC conmutados como posible solución. Se estudian las principales características de los convertidores CC-CC, así como su situación en el mercado actual. Se hace una clasificación de las distintas topologías según el número de entradas y de salidas, empleando la literatura como base. Se analizan las aportaciones más significativas en este campo para los tipos de convertidores de múltiples entradas y múltiples salidas para su aplicación en microrredes CC. Se analizan topologías de una entrada y salida bipolar, empleando la literatura, para resaltar sus ventajas y desventajas, en las microrredes CC bipolares.

Asimismo, se describe el funcionamiento en modo intercalado que permite la posibilidad de escalar a aplicaciones a mayor nivel de potencia mediante la conexión en paralelo de convertidores CC-CC conmutados.

1.1. Introducción

El Sistema Eléctrico de Potencia (SEP) está formado por los elementos que intervienen en la generación, transporte y distribución de la energía eléctrica. Desde su implantación a finales del siglo XIX se ha empleado exclusivamente redes de CA. Las cuales tienen la ventaja de transformar la tensión a distintos niveles de forma sencilla mediante los transformadores eléctricos. Esta cualidad facilita el transporte de la energía a largas distancias puesto que, al elevar la tensión, la corriente disminuye y en consecuencia las pérdidas, lo que supone una de sus grandes ventajas. Por otro lado, es relativamente fácil generar tensión en CA mediante máquinas rotativas. Las cargas conectadas a la red eléctrica consumen energía en forma de CA mayoritariamente, por lo que, en cierta medida se justifica el uso de este tipo de redes actualmente.

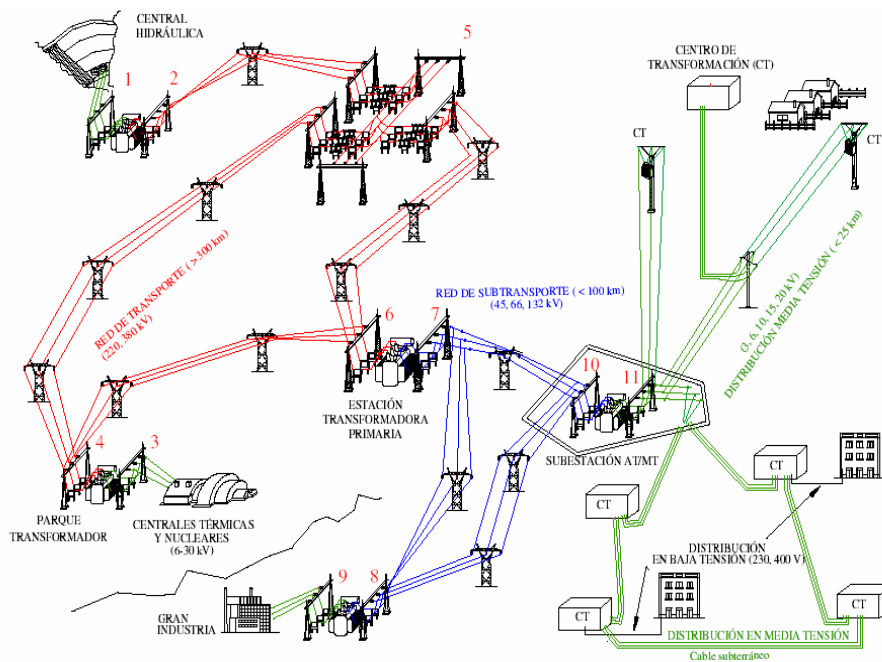


Figura 1.1. Esquema convencional del Sistema Eléctrico de Potencia (SEP) en CA. Fuente: Sistemas de Energía Eléctrica, Autor: F. Barrero.

El esquema de generación transporte y distribución convencional es similar al mostrado en la Figura 1.1, en el que se diferencian tres subsistemas: generación, transporte y distribución. En este modelo, la generación de la energía eléctrica se concentra en grandes centrales eléctricas, se transmite a través del subsistema de transporte que lo conecta con el de distribución, el cual se encarga de conducirla a

cada punto de consumo. Cada subsistema del SEP está gestionado por diferentes entidades, y tiene su propia normativa, por consiguiente, en el modelo convencional, la interconexión con otros modelos de red es compleja.

En la actualidad, este modelo convencional de transmisión de la energía eléctrica está cambiando considerablemente, debido a los siguientes motivos:

- La generación basada en Fuentes de Energía Renovables (*Renewable Energy Sources*, RES) tiene cada vez más presencia en el sistema de generación eléctrica. Estas fuentes de energía son normalmente de baja potencia y se conectan directamente a la red de distribución. Esto se debe además a que el consumo está en lugares cercanos a la generación.
- El empleo de dispositivos de almacenamiento de energía. Puesto que la generación basada de RES suele estar asociada a la disposición de la energía primaria en la que se basa, y no a la demanda de consumo eléctrico, se hace necesario el uso de sistemas de almacenamiento para poder cubrir la curva de consumo.
- Las tecnologías de comunicaciones cada vez están más desarrolladas, lo que permite un mayor control y gestión de la red eléctrica.
- La Electrónica de Potencia (EP) permite, gracias al enorme avance en los últimos años, nuevas formas de gestionar la energía eléctrica. Esto ha permitido superar el hándicap de reducir o elevar la tensión en CC para adecuar el transporte de esta.

En este contexto aparece un nuevo modelo de SEP denominado sistema de Generación Distribuida (GD), como el ilustrado en la Figura 1.2. En este modelo, en la generación de la energía eléctrica coexisten las grandes centrales eléctricas y otras fuentes de energía conectados a distintos niveles de tensión (media y baja potencia). La distribución se realiza en tensiones más bajas que en el esquema convencional y están más próximas al consumidor.

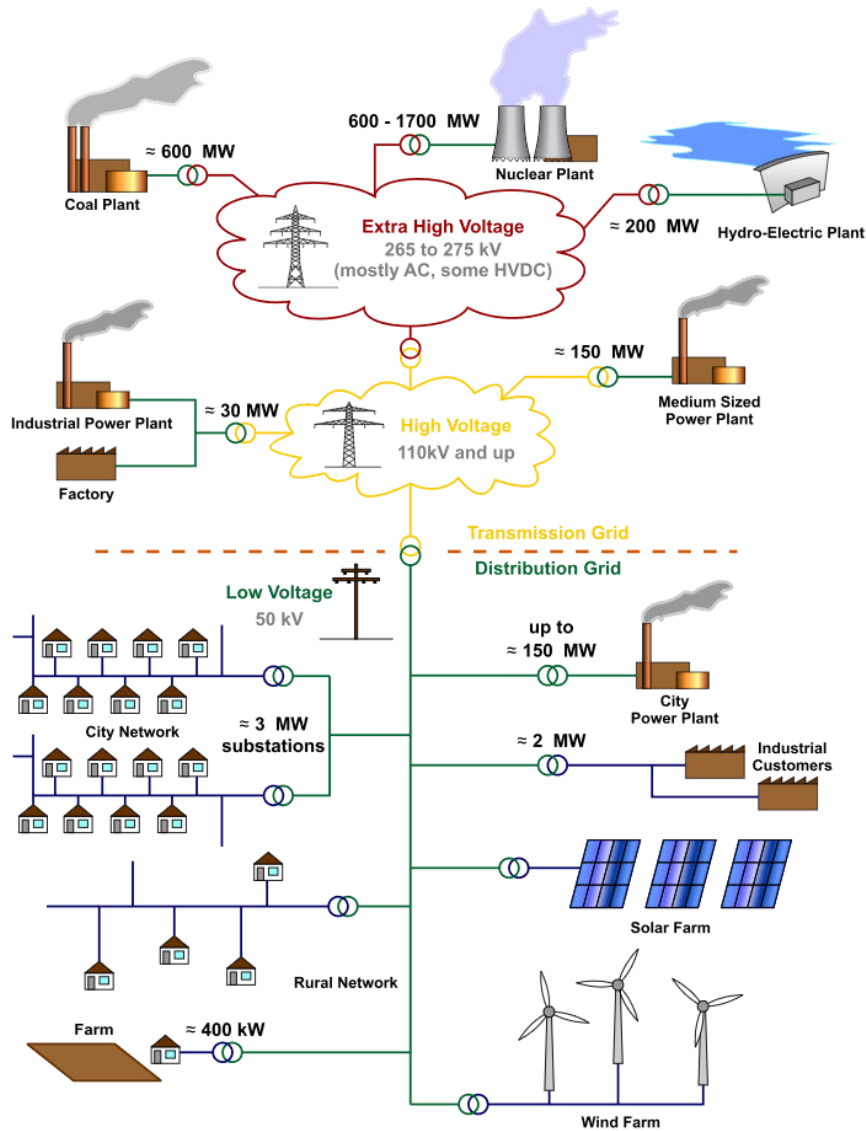


Figura 1.2. Modelo de Generación Distribuida integrado en el SEP convencional.

1.2. Microrredes Eléctricas

En el actual sistema de distribución eléctrica, coexisten cargas que se requieren CA, cargas que se alimentan con CC, sistemas de almacenamiento de energía y pequeños generadores de potencia como se muestra en la Figura 1.3. En este esquema, la mayoría de los pequeños generadores están basados en fuentes de energías renovables y generan energía eléctrica en CC, por lo que necesitan un convertidor para su conexión a la red de CA. Lo mismo ocurre para algunas cargas que requieren alimentación en CC para su correcto funcionamiento. Esto ocurre

igualmente en cargas que normalmente funcionan con CA, pero que para su control o regulación necesitan un convertidor CA-CC. Como ocurre, por ejemplo, con los motores eléctricos impulsado por accionamientos de velocidad variable.

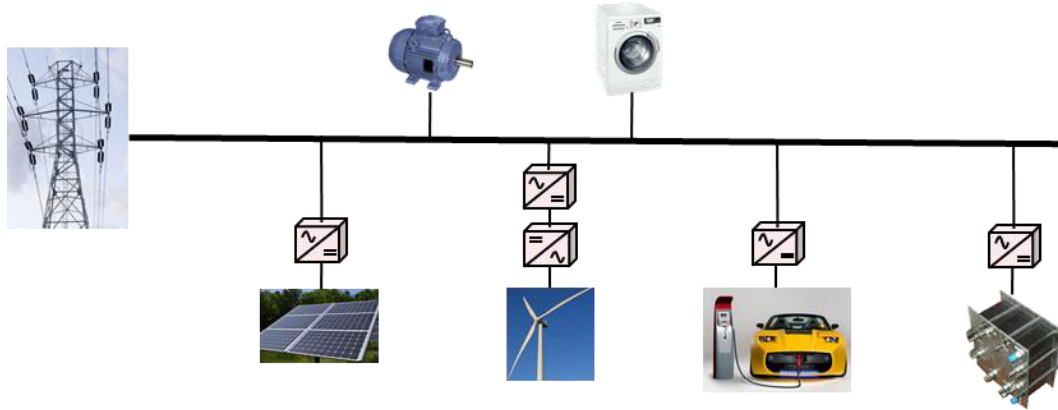


Figura 1.3. Modelo de distribución en baja tensión actual.

En el contexto de la Generación Distribuida aparecen nuevas formas de interconexión donde se unen pequeñas redes eléctricas de CA y CC como son las microrredes (*Microgrids*, MG), las cuales pueden operar de forma autónoma con la conexión de cargas y generadores. Este nuevo modelo de red se muestra en el esquema de la Figura 1.4. Se trata de configuraciones que permiten cumplir las premisas de las nuevas necesidades en el campo de la generación distribuida [1]-[6].

El uso de las microrredes frente al sistema de distribución convencional tiene las siguientes ventajas:

- Mejor fiabilidad y seguridad del sistema.
- Mejor uso de la energía generada, almacenada y consumida localmente, reduciendo las pérdidas del sistema.
- Capacidad de operar de forma aislada o conectada en red mediante un interfaz de conexión.
- Mejor disponibilidad en mercados desatendidos, cuyas necesidades de consumo están parcialmente abastecidas.
- Ayudan a la creación de entornos abiertos para la innovación energética.

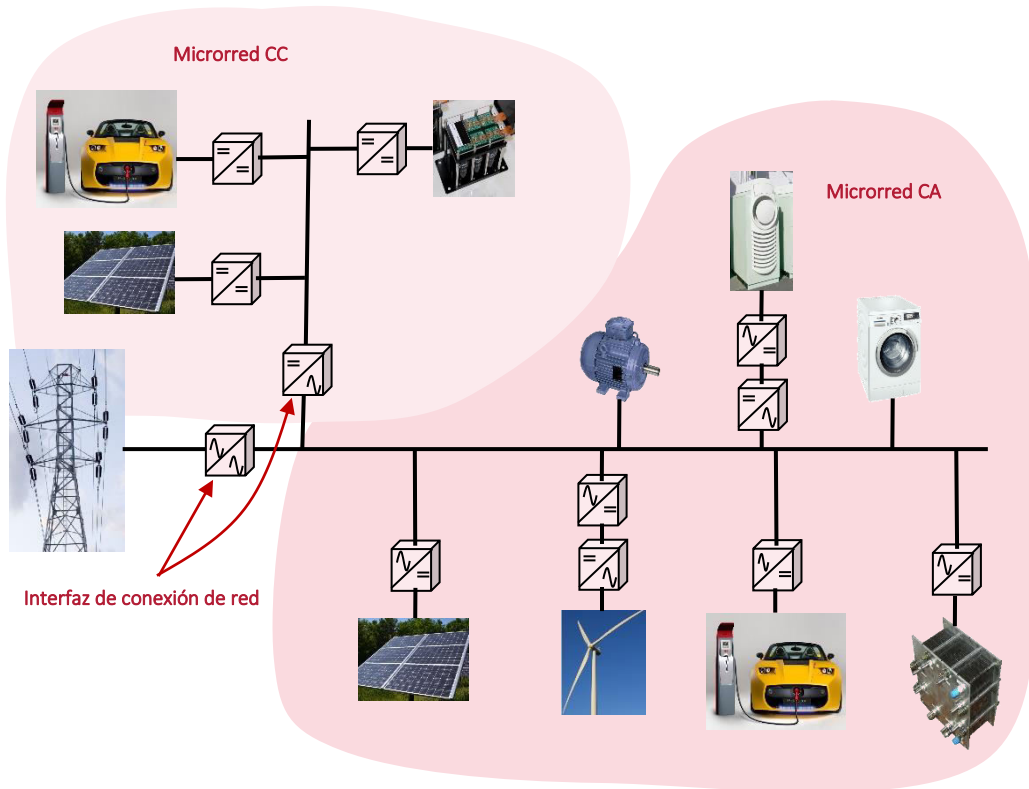


Figura 1.4. Modelo de red basado en microrredes para GD.

En este sentido, las microrredes se han convertido en importantes estructuras para la integración de fuentes de energía renovables y no convencionales. También son interesantes en áreas rurales, dada su capacidad de operar de forma aislada o conectada a la red eléctrica.

Existen microrredes a nivel experimental, orientadas tanto a la investigación como a aplicaciones reales. Los sectores que pueden ser de interés en estos tipos de tecnologías son de un amplio rango, que comprende desde sistemas de seguridad críticos como los hospitales, servidores, hasta lugares aislados con potenciales recursos energéticos. También los gobiernos de países emergentes y en desarrollo han mostrado un gran interés por este tipo de modelo de distribución.

El modelo propuesto más importante en la gestión de la red eléctrica es el relacionado con las “*SmartGrid*”. En este modelo, la distribución se convierte en un sistema activo con la generación distribuida, interconectando cargas inteligentes, sistemas de recarga de vehículos eléctricos y almacenamiento distribuido. Un sistema de distribución activo debe responder en el futuro a

diferentes cuestiones relacionadas con los recursos distribuidos y el control de la red eléctrica, la comunicación y la monitorización.

En este concepto de gestión de la energía eléctrica, cada vez más investigaciones están proponiendo nuevas topologías de redes de tipo CC, ya sea al nivel de microrredes en CC o CA como sistemas híbridos. En este sentido, se plantea la distribución en baja tensión (*Low Voltage, LV*) en forma de CC, la cual tiene claras ventajas sobre los sistemas convencionales en CA [7]-[9], que pueden resumirse en los siguientes aspectos:

- Mayor eficiencia, puesto que tienen menores pérdidas.
- Requieren menos conductores.
- Son más estables.
- No hay reactancias inductivas en la línea.
- La frecuencia es cero, por lo que no necesita ser controlada.
- No hay problemas de estabilidad transitoria.
- No hay interferencias electromagnéticas.

Sin embargo, desde el punto de vista de su implementación, tienen algunos inconvenientes:

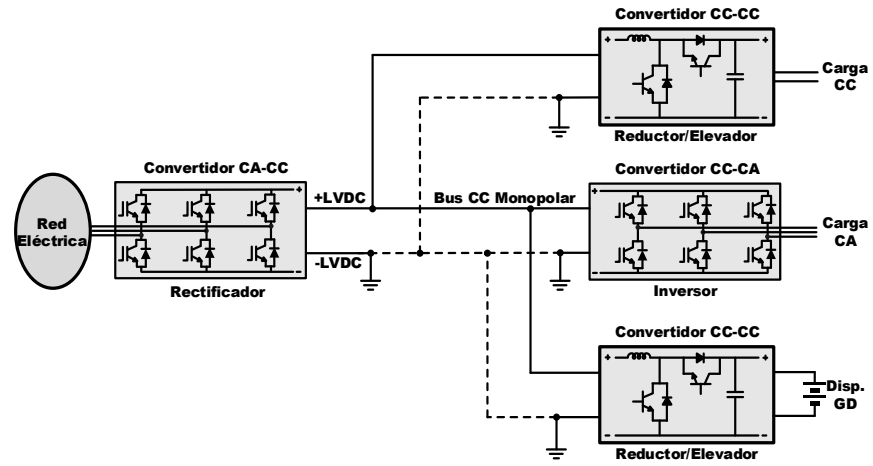
- En las ciudades se requiere la instalación de nuevas redes de distribución de tipo CC, o para su uso en algunas infraestructuras existentes.
- El sistema de protección es más complejo puesto que la tensión no pasa por cero en ningún instante haciendo más difícil su interrupción en el caso de corrientes elevadas.
- Por otro lado, la introducción de microrredes en el sistema requiere un cambio en los códigos de la red, estableciendo nuevas normas, sistemas de comunicación estandarizados adecuados, más investigación y una promoción en términos sociales y económicos.

A pesar de estos inconvenientes, las redes de distribución en CC son una buena alternativa [10]-[11], especialmente cuando se requiere una alta eficiencia y una calidad de suministro ante sistemas de generación distribuida.

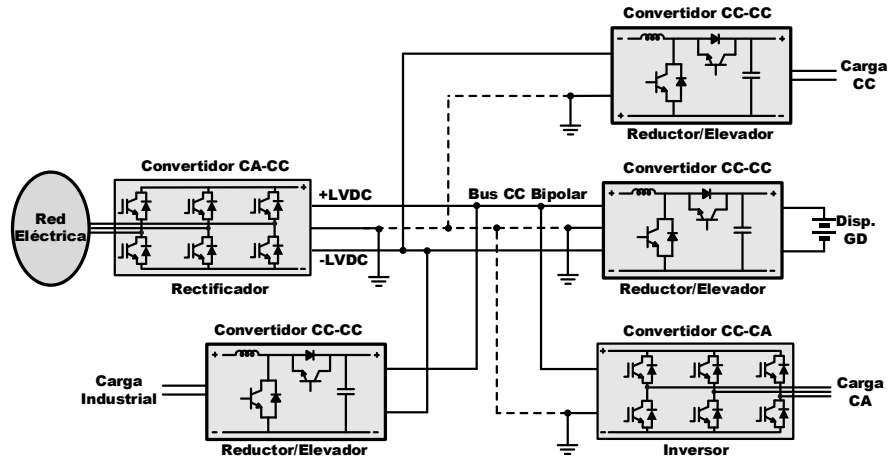
1.3. Microrredes CC Bipolares

En una microrred de CC la energía eléctrica se puede transmitir empleando un conductor, dos o incluso tres. En este sentido, se consideran tres tipos de topologías:

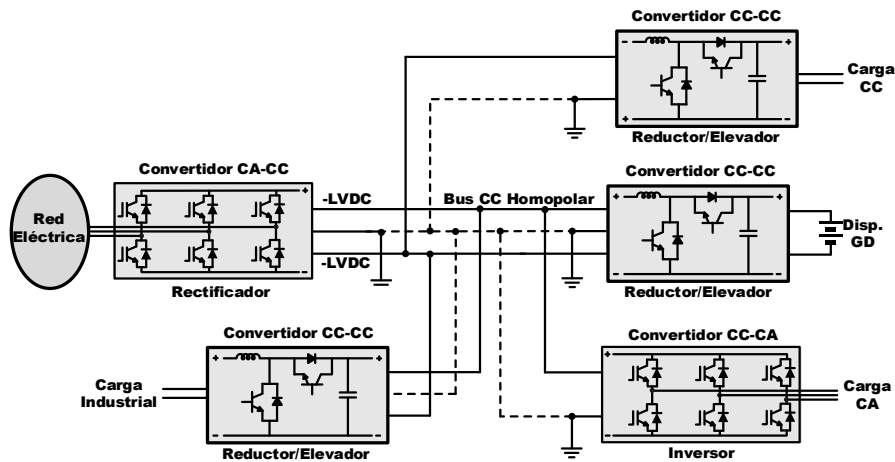
- Red CC monopolar emplea un solo conductor de tensión (Figura 1.5a). El retorno puede ser por tierra o masa metálica. Emplear la conexión a través de tierra, es mejor desde un punto de vista económico, puesto que solo emplea un cable para la transmisión de la energía eléctrica. Sin embargo, algunos países prohíben su uso por problemas de corrosión en tuberías y otros objetos metálicos enterrados. El retorno por masa metálica evita esta desventaja.
- Red CC bipolar. En esta conexión se emplean tres conductores (Figura 1.5b): uno de polaridad positiva, otro de polaridad negativa y un conductor de tensión cero. Durante un funcionamiento normal, la corriente por el conductor de referencia es cero. Al tener dos niveles de tensión, es posible un funcionamiento en modo monopolar, en condiciones de falta eléctrica.
- Red CC homopolar. Esta configuración tiene dos o más cables con la misma polaridad (Figura 1.5c), normalmente negativa. El retorno puede ser por tierra o a través de un enlace metálico. Su principal ventaja es la reducción del coste de aislamiento, sin embargo, la corriente de retorno es doble. Además, para el caso de emplear dos conductores, este inconveniente supera la ventaja del aislamiento.



a) Monopolar



b) Bipolar



c) Homopolar

Figura 1.5. Tipos de microrredes CC.

De todas estas topologías, la microrred CC bipolar es la más versátil, puesto que, a pesar de tener una mayor complejidad técnica y un mayor coste que la monopolar, posee bastantes beneficios [12]-[13]. Entre sus ventajas, se encuentra que:

- En operación normal, la corriente a través del cable de retorno es menor, por lo que las pérdidas de potencia son menores.
- Ante un fallo en una de las líneas, las otras pueden seguir funcionando con normalidad.
- Para la misma transmisión de potencia, en una red CC bipolar la corriente por cada conductor es la mitad por lo que se reducen costes al poder emplear conductores de menor sección.

Esta topología de microrred permite tener dos niveles de tensión diferentes. Esto da la posibilidad de conectar cargas entre dichos niveles cuando sea necesario consumir mayor potencia, puesto que se reduce la corriente al poseer un nivel de tensión más elevado que de forma monopolar.

Los beneficios de las microrredes CC bipolares están provocando el desarrollo y puesta en marcha de un gran número de instalaciones que emplean esta topología a nivel mundial. Inicialmente, se empleaba en los grandes centros de datos tales como Intel Corp. en Estados Unidos con una red bipolar de CC de +/-200 V o el UPN AB de IBM en Suecia de +/-190 V, con una potencia superior a los 5 MW. Hoy en día, su aplicación se está expandiendo en redes de distribución de baja tensión, es decir, menor o igual a 1.000 V.

Para la gestión de la energía eléctrica entre las fuentes y las distintas cargas distribuidas en las microrredes CC, es necesario encontrar configuraciones de dispositivos eléctricos de potencia que se ajusten a los requisitos de estas nuevas topologías de red. Los convertidores CC-CC conmutados brindan grandes posibilidades, puesto que permiten, entre otras ventajas, la gestión de la energía eléctrica de forma similar al funcionamiento de los transformadores eléctricos, en las redes de CA convencionales. Estos convertidores permiten la transferencia de

potencia en forma de corriente continua, con menores pérdidas y la mayor eficiencia.

1.4. Convertidores CC-CC conmutados

Los convertidores CC-CC conmutados son utilizados en los sistemas de gestión y acondicionamiento de potencia. La misión del convertidor es transformar la entrada de tensión continua no regulada en una tensión de salida regulada y de un nivel deseado para los rangos de carga especificados, por lo que son la mejor opción para aplicaciones de este tipo.

El interés en los convertidores de CC-CC conmutados se debe principalmente a las innumerables aplicaciones en las que se utilizan. La importancia de estos convertidores y su utilización, ha hecho que todos los fabricantes desarrollen soluciones integradas. Dependiendo del nivel de integración, pueden dar lugar a controladores PWM (integran el *Driver* y funciones de control), reguladores conmutados (integran el controlador PWM y el interruptor de potencia) o módulos conmutados (que integran el controlador PWM, el interruptor de potencia, el diodo de libre circulación, el inductor y los condensadores), en versiones no aisladas y aisladas, y para una amplia gama de tensiones, corrientes y potencias. Esto ha provocado que el mercado mundial de convertidores CC-CC haya crecido con una tasa anual del 14 % entre 2022 y 2023. Se espera que el mercado de convertidores CC-CC crezca hasta los 18.430 millones de dólares en 2027 a una tasa de crecimiento anual del 12,1% [14]-[15]. Este crecimiento se debe principalmente a cuatro sectores de la industria electrónica:

- *Industria de la telefonía móvil*, como consecuencia del enorme aumento en el uso de los sistemas de gestión de teléfonos móviles y baterías. Se estima que en los próximos años se fabricarán aproximadamente 1.500 millones de teléfonos inteligentes.
- *Internet de las cosas (Internet of Things, IoT)*. La demanda de dispositivos inteligentes y sensores inalámbricos que funcionan principalmente en modo de suspensión, donde los convertidores CC-CC ayudan a prolongar la

duración de la batería, hará que más de veinte mil millones de nuevos dispositivos IoT sean implantados, lo que significará un crecimiento del 100% en el número de estos dispositivos en los próximos años.

- *La industria de vehículos híbridos y totalmente eléctricos (Automotive Industry of Hybrid and fully Electric Vehicles, HEV/EV)* que ha crecido significativamente. Estos avances también se han extendido a los vehículos con motores de combustión, en forma de Sistemas Avanzados de Asistencia al Conductor (*Advanced Driver Assistance Systems, ADAS*), lo que permite una conducción más inteligente, cómoda y segura, con un mayor nivel de integridad de seguridad automotriz (*Automotive Safety Integrity Level, ASIL*).
- *El sector de la iluminación*, a través de la tecnología de diodo emisor de luz (*Light-Emitting Diode, LED*) y LED orgánico (*Organic LED, OLED*), que han proporcionado fuentes de luz más fiables y eficientes. Siendo el mercado de iluminación LED una de las aplicaciones que ha experimentado el mayor crecimiento.

Las características que definen un convertidor CC-CC se han estudiado a lo largo de la literatura desde distintos puntos de vista [16]-[19], además de su integración en múltiples aplicaciones [20]-[26]. Los principales parámetros que se emplean para estudiar estos convertidores son:

- La relación de conversión, o la ganancia en tensión. Si es elevador y/o reductor este valor depende de la topología y del modo de operación.
- La eficiencia de la conversión, que depende de cómo se aproxime al comportamiento ideal del circuito. Para un mismo número de elementos, la eficiencia depende de la topología del convertidor.
- El estrés eléctrico de conmutación, tanto de tensión como de corriente, al cual se someten los dispositivos conmutadores. Este valor determinará la elección de los dispositivos semiconductores empleados.

- El tipo de corriente de entrada y salida, es decir si es pulsante o no pulsante. Una característica deseada en los convertidores CC-CC es tener una corriente no pulsante. La corriente pulsante a la entrada del convertidor provoca altas interferencias electromagnéticas; mientras que una corriente pulsante a la salida es la responsable de un mayor rizado en la tensión de salida.
- El número de elementos almacenadores de energía, bobinas y condensadores, así como el número de interruptores, contribuyen a una mayor complejidad del convertidor CC-CC.
- La densidad de potencia (medida en W/cm^3) junto con la eficiencia, son los parámetros empleados para comparar el funcionamiento de los convertidores de potencia.

En los convertidores CC-CC conmutados la tensión media de salida puede ser controlada para ser igual a una tensión de referencia determinada, independientemente de las variaciones que se puedan producir tanto en la tensión de alimentación como en la carga. En este sentido, los convertidores CC-CC se pueden clasificar como reductores de tensión, donde la tensión de salida (V_o) es menor que la de entrada (V_g), elevadores ($V_g < V_o$), y reductores-elevadores que pueden proporcionar una tensión de salida mayor o menor que la tensión de entrada. En particular, para una tensión de entrada determinada, la tensión media de salida puede ser regulada mediante los tiempos en que el interruptor del convertidor conduce o no conduce. Estos tiempos se denominan T_{on} y T_{off} respectivamente.

El método más utilizado para regular la tensión de salida de un convertidor CC - CC es el denominado modulación por ancho de pulso (*Pulse Width Modulation*, PWM). El cual, consiste en emplear un periodo de conmutación T_S constante, $T_S = T_{on} + T_{off}$, de forma que variando el tiempo de conducción T_{on} , es posible controlar la tensión media de salida. El parámetro ciclo de trabajo (*Duty Cycle*, D) se define como la relación entre el intervalo durante el cual la señal se encuentra a nivel alto (ancho del pulso) respecto del periodo. De forma más

concreta, es la relación entre el intervalo de conducción del interruptor de potencia, T_{on} y el periodo de la señal de conmutación (T_S). Esto es, $D = T_{on}/T_S$. Se puede decir, que en PWM la regulación de la tensión de salida se consigue mediante el ajuste del tiempo de conducción del elemento conmutador del convertidor.

Otra estrategia de control empleada en los convertidores CC-CC incluye la frecuencia variable con tiempo de conducción constante, frecuencia variable con tiempo de no conducción constante, y frecuencia variable con ancho de pulso variable [27].

En los convertidores CC-CC, la forma de onda de la corriente por los inductores da lugar a que funcione en dos modos posibles: el modo de conducción continuo (*Continuous Conduction Mode*, CCM) y el modo de conducción discontinuo (*Discontinuous Conduction Mode*, DCM). En CCM la corriente a través del inductor siempre mantiene un valor de corriente no nulo entre un periodo y el siguiente. El funcionamiento en DCM se establece cuando la corriente por el inductor se anula durante el intervalo de no conducción del interruptor de potencia. Algunas de las particularidades de funcionar en CCM o DCM son las siguientes:

- En CCM, la relación de conversión CC es independiente de la carga, lo cual permite una mejor regulación de la tensión de salida. Mientras que en DCM la tensión de salida no solo es proporcional al ciclo de trabajo, sino que depende del valor de la carga, entre otros factores. CCM proporciona una mayor eficiencia y una mejor utilización del convertidor. Sin embargo, para aplicaciones de carga constante se utiliza más DCM.
- En DCM, el valor eficaz de la corriente (*Root Mean Square*, RMS) y de pico son mayores que en CCM para la misma potencia de salida. Los requerimientos de filtrado son mayores para DCM, debido a que los picos de corrientes son más altos. Esto resulta en unas pérdidas mayores.
- En CCM, se requieren mayores valores de inductancia para la misma potencia que en DCM. Menores inductancias dan lugar a mayores valores eficaces y mayores picos de corriente.

- En DCM se reduce el orden dinámico del convertidor, debido a que se requieren inductancias de menor valor, ya que la energía almacenada es cero en la bobina, tanto al principio como al final de cada periodo de conmutación del interruptor.

1.5. Clasificación de los convertidores CC-CC multipuerto

Según su aplicación, las diferentes configuraciones de convertidores CC-CC conmutados incluyen topologías aisladas y no aisladas, unidireccionales y bidireccionales. Por tanto, se puede hacer una primera clasificación en función de si se utiliza o no aislamiento eléctrico mediante un transformador. En este caso, es posible obtener múltiples salidas añadiendo más devanados al secundario, y así obtener una o más tensiones de salida.

Las topologías aisladas básicas, ordenadas según su uso en aplicaciones de menor a mayor potencia, son del convertidor Flyback, el convertidor Forward, el convertidor Push-Pull, el convertidor Half-Bridge (medio puente) y el convertidor Full-Bridge (puente completo). Los convertidores Flyback y Forward tienen un bajo aprovechamiento del transformador como principal desventaja, ya que se utiliza el transformador en un solo cuadrante de la curva B-H (densidad del campo magnético – intensidad del campo magnético). Mientras que, los convertidores Push-Pull, medio puente y puente completo, aunque utilizan el transformador en dos cuadrantes de la curva B-H, tienen la desventaja del mayor número de interruptores de potencia requerido y su sincronización. Los convertidores de medio puente y puente completo tienen sus interruptores con un terminal flotante, es decir, no conectado al nodo de referencia, lo cual es un problema para el diseño del driver del interruptor. Además de estos factores, hay muchos otros que se tienen en cuenta en la selección de una topología de convertidor CC-CC aislada, como el coste, el tamaño, el estrés eléctrico, el ruido a la salida y el rango de tensión de entrada.

Las configuraciones de convertidores CC-CC no aisladas son bien conocidas debido a su amplio uso desde hace años. Para estas topologías no aisladas, el

tamaño del convertidor depende del número de interruptores de potencia empleados, a diferencia del convertidor aislado que su tamaño depende principalmente del transformador. Así pues, el uso de un transformador afecta notablemente al tamaño, el peso y el coste del convertidor, y justifica el uso de convertidores no aislados frente a los aislados. A lo largo de los años, se han realizado estudios sobre varios convertidores CC-CC conmutados no aislados, con diferentes características en términos de: ganancia de tensión, principio de operación, estrés de tensión y corriente [28]-[35].

Otra clasificación de los convertidores CC-CC conmutados, se puede establecer en función del número de entradas y de salidas. Los convertidores CC-CC se pueden clasificar en configuraciones de una entrada y una salida (*Single-Input Single-Output*, SISO) [28]-[35], una entrada y múltiples salidas (*Single-Input Multiple-Output*, SIMO) [36]-[44], de múltiples entradas y una salida (*Multiple-Input Single-Output*, MISO) [45]-[50] y de múltiples entradas y múltiples salidas (*Multiple-Input Multiple-Output*, MIMO) [51]-[66].

Los convertidores CC-CC convencionales SISO no aislados están formados por la topología reductora (*Buck*), elevadora (*Boost*), reductora-elevadora (*Buck-Boost*) y CSC (*Canonical Switching Cell*), las cuales emplean un solo inductor. Otras configuraciones de convertidores CC-CC no aislados de dos inductores son el convertidor Ćuk, el SEPIC (*Single Ended Primary Inductor Converter*) y el Zeta (*Inverse-SEPIC*).

En el mismo sentido, los convertidores CC-CC multipuerto SIMO son ampliamente utilizados en aplicaciones donde se requieren varias tensiones de salida con distinta magnitud y de distinto signo. Tradicionalmente, esto se puede realizar con varios reguladores conmutados o lineales (uno por salida), alimentados por una misma fuente; o con un transformador con varios devanados como las configuraciones Flyback, Forward, Push-Pull, Half-Bridge y Full-Bridge; y no aislados como los convertidores integrados con salida dual (*Integrated Dual-Output Converters*, IDOC), los convertidores integrados de salida múltiple

(*Integrated Multiple-Output Converters*, IMOC) y los convertidores de múltiples salidas con un solo inductor [69].

De forma complementaria a los convertidores SIMO, los MISO son empleados en integración de fuentes de energía renovables (*Renewable Energy System*, RES) en la red, con sistemas de almacenamiento de energía (*Energy Storage System*, ESS), para el suministro de una salida en CC. Las topologías empleadas están basadas en interruptores bidireccionales y combinaciones de topologías SISO interconectados en serie/paralelo.

Los convertidores CC-CC multipuerto MIMO pueden integrar varias fuentes de energía para el suministro de varias salidas diferentes. En la literatura técnica aparecen en distintas aplicaciones emergentes, dentro del concepto de la distribución de la energía en CC. Algunos ejemplos son aplicaciones de uso residencial (*Smart Homes*), otras de ámbito aeroespacial como son interfaces para satélites, en automóviles, electrónica portable, y telecomunicaciones.

En los siguientes apartados, se realiza una descripción de algunas topologías de convertidores CC-CC SISO, SIMO, MISO y MIMO basadas en diversas aplicaciones destacadas.

1.5.1. Convertidores CC-CC de una entrada y una salida

El esquema eléctrico de las topologías básicas de convertidores CC-CC no aisladas de un solo interruptor se muestran en la Figura 1.6. Están formadas por el convertidor Buck, el Boost, el Buck-Boost, el Ćuk, el SEPIC, el Zeta y el CSC. En la Tabla 1.1 se muestran las principales características de estos convertidores no aislados de forma resumida.

Además de estas topologías SISO, se encuentran aquellas que emplean dos o cuatro interruptores controlados [70]: tipo medio puente y puente completo. Este tipo de topologías, al emplear dos o más interruptores, algunos de ellos flotantes (no conectados a tierra), suele dificultar el diseño y la sincronización de la señal de control.

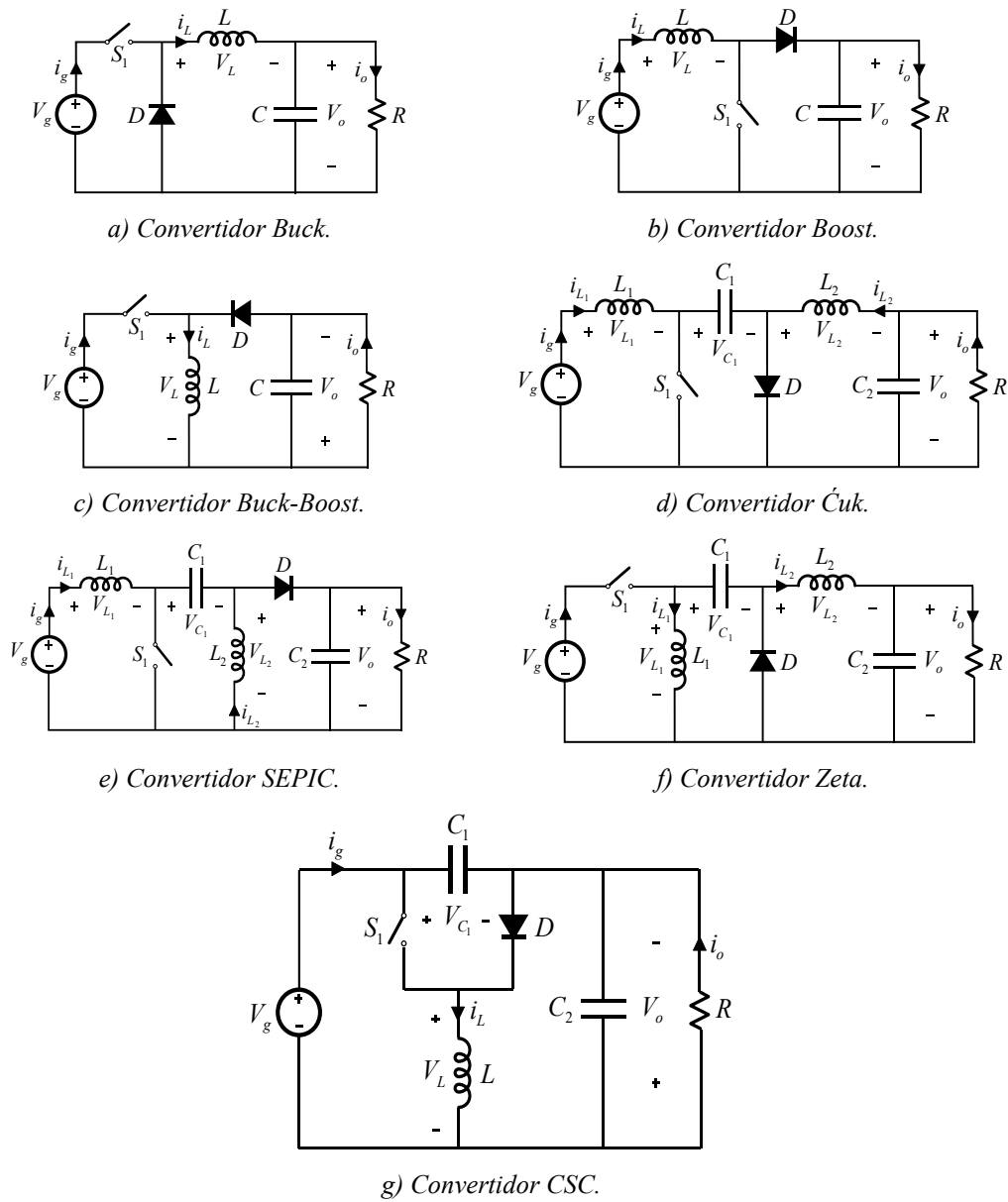


Figura 1.6. Topologías de convertidores CC-CC de un solo interruptor no aislados.

La Tabla 1.2 resume las relaciones de conversión de CCM y DCM. Estas expresiones representan la relación entre la tensión CC de salida (V_o) y la tensión de entrada (V_g) en condiciones de estado estacionario. En las ecuaciones obtenidas se asume un comportamiento del convertidor sin pérdidas y bajos valores de rizado comparados con su componente CC, donde R es la resistencia de carga conectada al convertidor.

Tabla 1.1. Características de los convertidores CC-CC de un solo interruptor no aislados.

<i>Convertidor</i>	<i>Tipo de salida</i>	<i>Características</i>
Buck Figura 1.6a	Reductora Salida no invertida	<ul style="list-style-type: none"> • Alta eficiencia y simplicidad • Corriente de entrada pulsante • Corriente de salida no pulsante • Salida no invertida
Boost Figura 1.6b	Elevadora Salida no invertida	<ul style="list-style-type: none"> • Alta eficiencia • Corriente de entrada no pulsante • Corriente de salida pulsante • Altas corrientes de pico en los dispositivos semiconductores
Buck-Boost Figura 1.6c	Reductora-Elevadora Salida invertida	<ul style="list-style-type: none"> • Número de elementos reducido • Corriente de entrada/salida pulsante • Alto estrés eléctrico en el interruptor y en el diodo
Ćuk Figura 1.6d	Reductora-Elevadora Salida invertida	<ul style="list-style-type: none"> • El terminal de control del interruptor está conectado a tierra • Corriente de entrada/salida no pulsante • Mayor número de componentes pasivos • Alto estrés eléctrico en el interruptor y en el diodo
SEPIC Figura 1.6e	Reductora-Elevadora Salida no invertida	<ul style="list-style-type: none"> • El terminal de control del interruptor está conectado a tierra • Mayor número de componentes pasivos • Corriente de entrada no pulsante • Corriente de salida pulsante
Zeta Figura 1.6f	Reductora-Elevadora Salida no invertida	<ul style="list-style-type: none"> • El terminal de control del interruptor está conectado a tierra • Mayor número de componentes pasivos • Corriente de entrada pulsante • Corriente de salida no pulsante
CSC Figura 1.6g	Reductora-Elevadora Salida invertida	<ul style="list-style-type: none"> • Menor número de componentes pasivos • Corriente de entrada no pulsante • Corriente de salida pulsante • Alto estrés eléctrico en el interruptor

Capítulo 1. Planteamiento General

Es posible definir un parámetro adimensional K que permite medir la tendencia del convertidor a funcionar en un modo u otro, definida mediante la siguiente expresión:

$$K = \frac{2L_{eq}}{RT_s} \text{ donde } \frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \quad (1.1)$$

El valor crítico de K (K_{crit}), establece el límite entre los dos modos. Si K es mayor que uno, entonces el convertidor funciona en CCM para cualquier valor del ciclo de trabajo.

Tabla 1.2. Relaciones de conversión para convertidores CC-CC básicos no aislados.

<i>Tipo de salida</i>	<i>CCM</i>	<i>DCM</i>
Convertidor Reductor	$V_o = V_g \cdot D$ $I_g = I_o \cdot D$	$V_o = \frac{2 \cdot V_g}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot L}{R \cdot D^2 \cdot T_s}}\right)}$ $I_g = \frac{2 \cdot I_o}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot L}{R \cdot D^2 \cdot T_s}}\right)}$
Convertidor Elevador	$V_o = \frac{V_g}{1 - D}$ $I_g = \frac{I_o}{1 - D}$	$V_o = \frac{V_g}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2R \cdot D^2 \cdot T_s}{L}}\right)$ $I_g = \frac{I_o}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2R \cdot D^2 \cdot T_s}{L}}\right)$
Convertidor Reductor-Elevador	$V_o = V_g \frac{D}{1 - D}$ $I_g = I_o \frac{D}{1 - D}$	$V_o = D \cdot V_g \sqrt{\frac{R \cdot T_s}{2 \cdot L_{eq}}}$ $I_g = D \cdot I_o \sqrt{\frac{R \cdot T_s}{2 \cdot L_{eq}}}$
Donde:	I_g = corriente de entrada V_g = tensión de entrada I_o = corriente de salida V_o = tensión de salida T_s = periodo	D = ciclo de trabajo R = resistencia de carga $\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}$

1.5.2. Convertidores CC-CC de una entrada y múltiples salidas

En los últimos años, se han desarrollado diferentes topologías y variantes con la capacidad de proporcionar varias salidas con tensiones en CC a partir de una fuente de CC de entrada (SIMO). Estas topologías pueden ser de tipo aislado o no aislado, en función de si se emplea o no transformador. En general, las configuraciones de convertidores CC-CC SIMO no aisladas son más eficientes, de menor peso, tamaño y costosas que las aisladas.

Los convertidores de CC-CC de múltiples salidas se pueden emplear para redistribuir la corriente, y equilibrar o estabilizar las tensiones de salida. De la misma forma, las versiones bidireccionales permiten proporcionar un flujo de potencia en ambas direcciones. Algunos ejemplos de estas topologías han sido aplicados a microrredes de salida simétrica (*Symmetrical Output*), bipolar (*Bipolar Output*) o dual (*Single Input Dual Output*, SIDO) [74]-[82]. A continuación, se describen diferentes convertidores CC-CC no aislados que proporcionan una salida bipolar.

La Figura 1.7a muestra un convertidor elevador de tres niveles [74]-[77], el cual proporciona una salida de tipo bipolar. Se requiere de un inductor, dos interruptores (uno de ellos flotante) y dos diodos. La tensión V_g representa el equivalente de la fuente de CC, mientras que las cargas se modelan como resistencias. La relación de conversión es la misma que la de un convertidor elevador convencional, Ecuación (1.2). El estrés de tensión en los dos interruptores y los dos diodos es igual a la mitad de la tensión de salida (V_o). Los interruptores pueden funcionar en modo solapado, complementario o intercalado; mientras que el rizado de la corriente es más pequeño por L y de doble frecuencia para el modo intercalado.

En la Figura 1.7b se muestra un convertidor de elevador de tres niveles con dos inductores [78]. También proporciona una salida de tipo bipolar. El estrés de tensión en los dos interruptores y los dos diodos es igual a la mitad de la tensión de salida (V_o). Los convertidores elevadores de tres niveles se utilizan ampliamente en microrredes de CC de tipo bipolar de baja tensión. Del mismo modo, se propone

un convertidor CC-CC de tres niveles con inductores acoplados para aplicaciones de alta potencia [79].

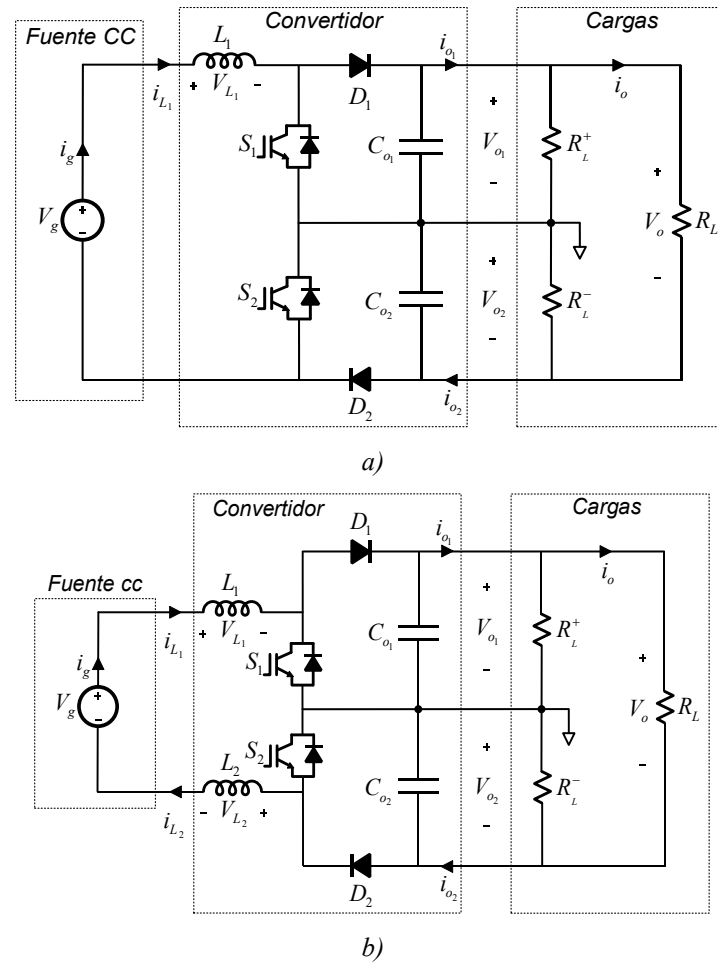


Figura 1.7. Convertidores de tres niveles.

$$V_o = \frac{V_g}{1-D} = 2V_{o1} = 2V_{o2} ; I_g = \frac{I_o}{1-D} \text{ en CCM} \quad (1.2)$$

$$V_o = \frac{V_g}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2R_L \cdot D^2 \cdot T_s}{L}} \right) ; I_g = \frac{I_o}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2R_L \cdot D^2 \cdot T_s}{L}} \right) \text{ en DCM}$$

En la referencia [80], se presenta un convertidor de potencia reductor-elevador con un solo inductor, con una topología de puente de cinco interruptores, el cual, se puede reducir a dos interruptores (uno de ellos flotante) y tres diodos como se muestra en la Figura 1.8. La relación de conversión es la misma que la de un convertidor reductor-elevador convencional, Ecuación (1.3). Los interruptores funcionan en modo solapado. La capacidad de bloqueo de los diodos y los dos interruptores son bastante dispares. Esto es, \$S_1\$ y \$D_1\$ deben bloquear una tensión

igual a V_g , en S_2 y D_2 es la mitad de la tensión de salida (V_o), mientras que D_3 debe bloquear V_g+V_{o2} .

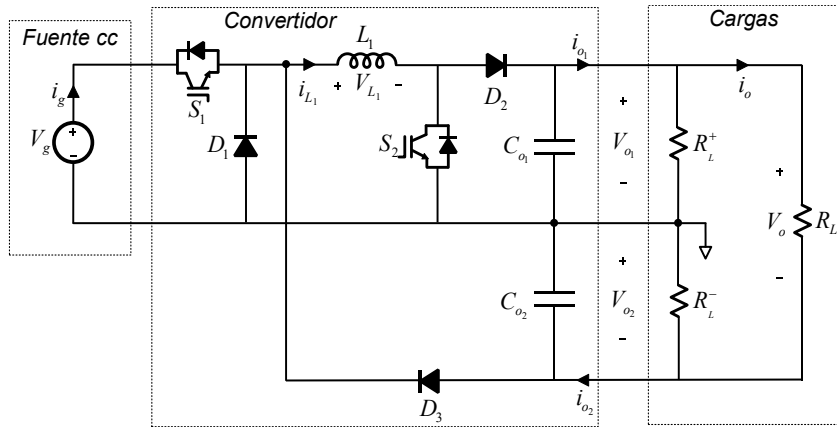


Figura 1.8. Convertidor reductor elevador de un solo inductor con salida bipolar.

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{V_g D}{1-D} = 2V_{o1} = 2V_{o2} ; I_g = \frac{I_o D}{1-D} \text{ en CCM} \\
 V_o &= D \cdot V_g \sqrt{\frac{R_L \cdot T_S}{2 \cdot L}} ; I_g = D \cdot I_o \sqrt{\frac{R_L \cdot T_S}{2 \cdot L}} \text{ en DCM}
 \end{aligned}
 \tag{1.3}$$

Otro convertidor CC-CC de salida bipolar se muestra en la Figura 1.9 y ha sido propuesto en la Referencia [81]. Este consta de dos convertidores CC-CC básicos, el primero es un convertidor elevador (L_1 , S_1 y D_1) y el segundo es un convertidor CC-CC reductor-elevador (L_2 , S_2 y D_2). Ambos funcionan de manera complementaria. En el convertidor elevador y el reductor-elevador combinado en serie, también hay una disparidad entre la capacidad de bloqueo de los diodos y de los dos interruptores. S_1 y D_1 deben bloquear una tensión igual a V_{o1} , mientras que S_2 y D_2 deben bloquear V_g+V_{o2} .

Por último, la Figura 1.10 muestra un convertidor CC-CC elevador de salida bipolar, presentado en la referencia [82]. Éste emplea dos inductores, dos diodos y dos interruptores. En modo intercalado, el convertidor proporciona una salida bipolar con bajo rizado en la corriente de la fuente CC de entrada (i_g). La capacidad de bloqueo de los diodos es la tensión de salida (V_o), mientras que los dos interruptores S_1 y S_2 deben bloquear una tensión igual $V_o/2$.

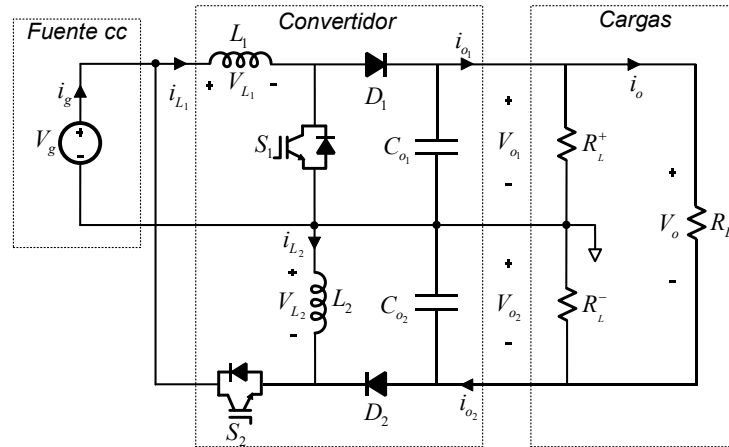


Figura 1.9. Topología de convertidor elevador y reductor-elevador combinado en serie.

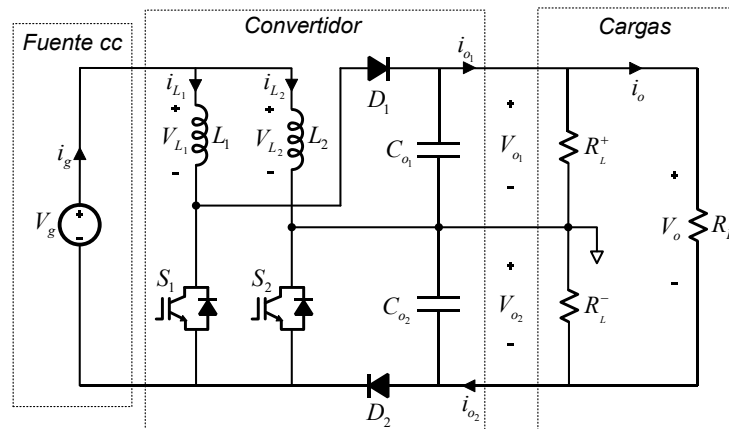


Figura 1.10. Convertidor CC-CC elevador con salida bipolar.

Estos convertidores emplean más de un interruptor de potencia para el control de las tensiones de salida. Esto, en cierta medida, dificulta el diseño e implementación del sistema de control, frente a configuraciones que emplean un solo interruptor.

1.5.3. Convertidores CC-CC de múltiples entradas y una salida

Los convertidores de múltiples entradas y una salida (MISO), tienen la capacidad de diversificar diferentes fuentes de energía y así aumentar la fiabilidad del sistema de alimentación. Por lo que permiten combinar las ventajas de diferentes fuentes, como celdas fotovoltaicas, celdas de combustibles, baterías, ultracondensadores y otras fuentes de energía renovable, con diferentes características de tensión y corriente. En la literatura existen diferentes ejemplos

tanto para aplicaciones aisladas, mediante un transformador, como no aisladas. A continuación, se comparan algunas de las propuestas no aisladas.

Una topología de convertidor híbrido de múltiple entrada [45], se muestra en la Figura 1.11. Esta topología MISO integra diferentes fuentes de energía con diferentes características de tensión-corriente empleando un bajo número de componentes y con la posibilidad de funcionar de forma bidireccional. Proporciona una tensión de salida positiva sin transformador, bidireccional y tiene la capacidad de funcionar en modo reductor, elevador y reductor-elevador por separado, con una estrategia de conmutación de frecuencia fija.

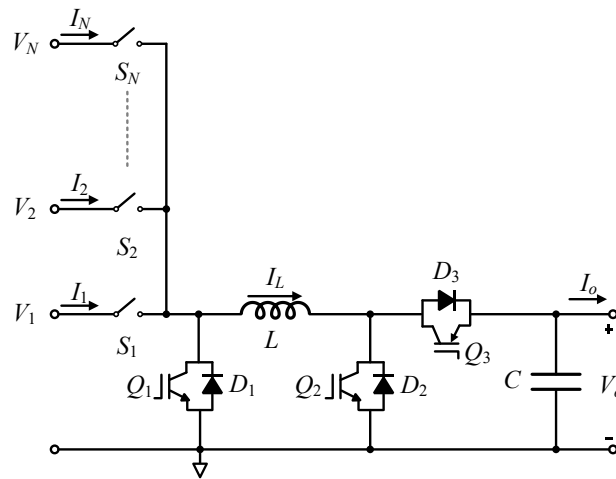


Figura 1.11. Convertidor de múltiples entradas de la referencia [45].

Está formada por N tensiones de entrada V_i y N corrientes de entrada I_i ($i = 1, \dots, N$). Estas entradas están conectadas a un terminal del inductor L a través de los interruptores bidireccionales S_i ($i = 1, \dots, N$). La tensión y la corriente de salida son V_o e I_o , respectivamente. Cuando el convertidor funciona como reductor, Q_2 y Q_3 siempre están en no conducción. La conmutación ocurre entre los interruptores S_i y D_1 . En modo reductor-elevador, conducen los pares (D_1, D_3) o bien (Q_2, S_i) .

Para un convertidor de dos entradas, suponiendo que la tensión de la entrada V_1 es mayor que la tensión de entrada V_2 ($V_1 > V_2$) y que el ciclo de trabajo de Q_1 sea mayor que el de Q_2 ($D_1 > D_2$), la relación de conversión viene dada por la siguiente ecuación:

$$V_{out} = V_1 D_1 \quad (1.4)$$

En este caso, la tensión V_2 no se tiene en cuenta porque funciona como reductor. Para el caso en que el ciclo de trabajo de Q_1 sea menor que el de Q_2 ($D_1 < D_2$), la relación de conversión es:

$$V_{out} = V_1 D_1 + (D_2 - D_1) V_2 \quad (1.5)$$

Esta ecuación muestra el comportamiento para las dos entradas funcionando de forma simultánea. Este convertidor comparte el inductor con todas las entradas, por lo que, mediante el muestreo de la corriente a través del mismo, y monitorizando las señales de puerta, es posible controlar las corrientes de entrada con una sola medida.

Otro convertidor MISO es presentado en la referencia [46], para la conexión de múltiples fuentes a una salida, como se muestra en la Figura 1.12. Está formado por diferentes inductores para cada entrada, L_1, L_2, \dots, L_n . Los interruptores ($S_0, S_1, S_2, \dots, S_n$) con sus ciclos de trabajo correspondientes ($d_0, d_1, d_2, \dots, d_n$) y junto con los diodos ($D_0, D_1, D_2, \dots, D_n$), permiten la gestión del flujo de potencia entre las fuentes de entrada y la salida.

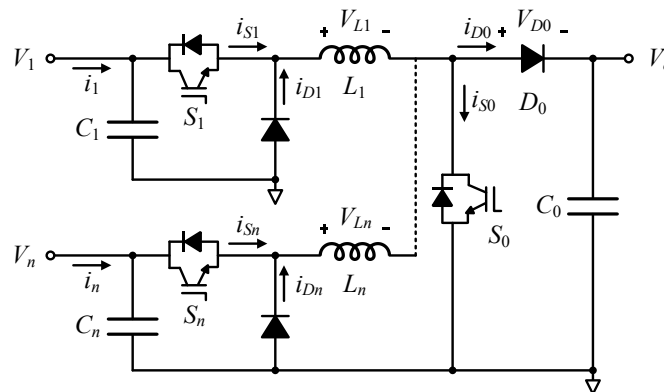


Figura 1.12. Convertidor de múltiples entradas presentado en la referencia [46].

Este convertidor tiene dos modos de operación: modo I y modo II. En el modo I, todas las fuentes transfieren energía a la salida, mientras que en el modo II, algunas fuentes cargan a otras fuentes, almacenando la energía sobrante, y se alimenta a la carga simultáneamente. De acuerdo con los niveles de potencia de entrada y salida demandados, los estados de los interruptores determinan el modo de operación. En el análisis, se supone que los elementos de potencia son ideales,

el condensador de salida es lo suficientemente grande como para mantener una tensión de salida constante y los inductores funcionan en modo de conducción continua. En un análisis para dos entradas, se obtiene la siguiente relación de conversión en estado estacionario para el modo I:

$$V_o = V_1 \frac{d_1}{d'_o} = V_2 \frac{d_2}{d'_o} \quad (1.6)$$

Los ciclos de trabajo d_1 y d_2 consiguen el punto de equilibrio cuando se cumple:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{d_2}{d_1} \quad (1.7)$$

Para el modo II, la relación de conversión viene dada por:

$$V_o = V_1 \frac{d_1}{d'_o} = V_2 \frac{1}{d'_o} \quad (1.8)$$

Por lo que la relación entre las tensiones de entrada resulta:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{d_1} \quad (1.9)$$

En ambos casos, se asume que: $v_1(t) > v_o(t) > v_2(t)$, donde $v_1(t)$ es la tensión de la primera entrada, $v_2(t)$ la tensión de la segunda entrada y $v_o(t)$ la tensión de la salida.

La Figura 1.13 muestra un convertidor de múltiples entradas y una salida presentado en la referencia [47], basado en la topología Buck-Boost. Dispone de N tensiones de entrada (V_1, V_2, \dots, V_N) y N corrientes de entrada (I_1, I_2, \dots, I_N). Las entradas se interconectan a través de un interruptor de bloqueo bidireccional de conducción directa (*Forward-Conducting-Bidirectional-Blocking*, FCBB). El interruptor se puede implementar con un tiristor de apagado por puerta (*Gate Turn-Off*, GTO), un MOSFET (*Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor*) en serie y dos diodos, u otras combinaciones de interruptores. Las entradas comparten una inductancia común, L , y un condensador de salida, C . La tensión de salida y la corriente son V_o e I_o , respectivamente.

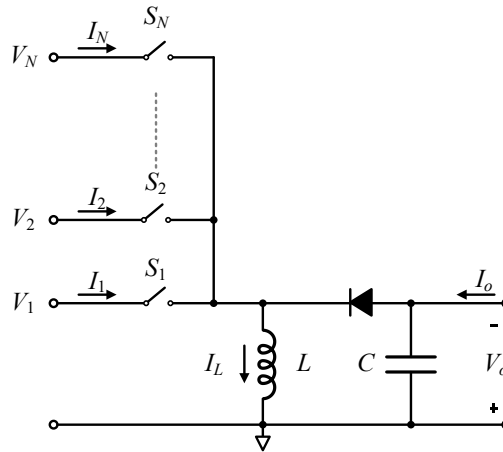


Figura 1.13. Convertidor Buck-Boost de múltiples entradas y una salida de la referencia [47].

Para muchas aplicaciones con fuentes como baterías, células solares y celdas de combustible, es suficiente un funcionamiento unidireccional. Para un flujo de potencia bidireccional, V_o puede emplearse como entrada a otro convertidor en el que V_1 sea la salida. De este modo, se puede obtener un convertidor bidireccional de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO).

En el análisis del convertidor para dos entradas, funcionando en CCM, la relación de conversión es la siguiente:

$$V_o = \frac{D_1 V_1 + (D_2 - D_1) V_2}{1 - D_2} \quad (1.10)$$

Donde D_1 y D_2 son los ciclos de trabajo de los interruptores bidireccionales S_1 y S_2 . En DCM, la relación de conversión viene dada por:

$$V_o = I_L \sqrt{\frac{RL}{2T}} \quad (1.11)$$

Siendo R la resistencia de la carga conectada y T el periodo de conmutación empleado. Este comportamiento es muy similar al de un convertidor Buck-Boost convencional, por lo que será necesario emplear un control con realimentación si se requiere una tensión de salida específica.

Por último, en la referencia [48] se expone un método sistemático para sintetizar convertidores de múltiples entradas a partir de otras topologías. Se presentan diversas propuestas de convertidores MISO, tanto aislados como no aislados. En la

Figura 1.14 se muestra una de las propuestas no aisladas, dónde se combinan dos convertidores Buck en serie y en paralelo.

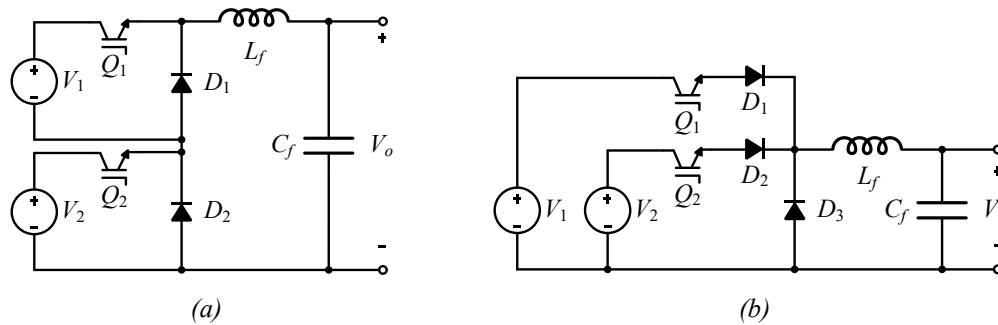


Figura 1.14. Convertidor MISO basado dos convertidores Buck: (a) conectados en serie y (b) conectados en paralelo.

En la Figura 1.15, se muestra una combinación mixta empleando los convertidores Buck y \dot{C} uk conectados en serie y en paralelo.

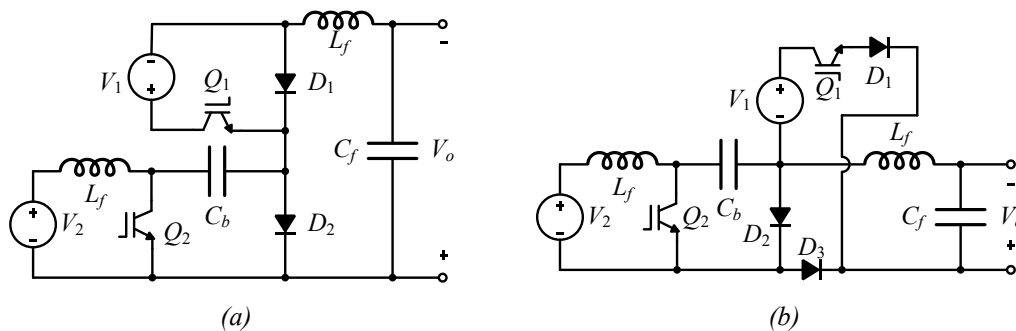


Figura 1.15. Convertidor MISO basado un convertidor Buck y un convertidor \dot{C} uk: (a) conectados en serie y (b) conectados en paralelo.

Estas topologías de convertidores MISO se pueden simplificar, mediante la combinación de elementos, resultando en una reducción del número de componentes empleados.

1.5.4. Convertidores CC-CC de múltiples entradas y múltiples salidas

Los convertidores CC-CC de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) se emplean en la gestión la energía procedente de varias fuentes de alimentación y a su vez, en el suministro de energía a varias cargas conectadas en diferentes salidas con la capacidad de elevar o reducir el nivel de tensión. Un convertidor MIMO hace de interfaz energética en una red que integra varias fuentes de energía

renovables, sistemas de almacenamiento y salidas con diversos niveles de tensión CC [65], como se muestra en el esquema de la Figura 1.16.

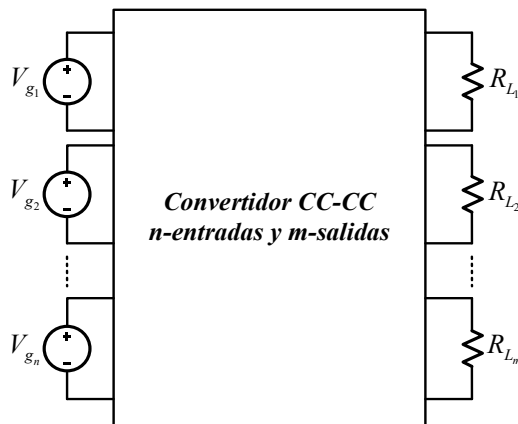


Figura 1.16. Convertidor MIMO.

Algunos ejemplos de aplicación son los vehículos eléctricos [53]-[57], hogar digital [58], satélites [55], microrredes en sistemas de generación distribuida [54]. También se contempla como múltiple salida, aquellas aplicaciones de una carga, pero con almacenamiento [56], cuya gestión de la potencia es necesariamente bidireccional. A este tipo de topología MIMO se les conoce como convertidores de tres puertos, siendo uno de los puertos bidireccional.

El concepto de multipuerto puede entenderse como una extensión de los convertidores MIMO en las aplicaciones con sistemas de almacenamiento [71]-[73]. Esto se debe a que, al añadir la bidireccionalidad necesaria, un mismo puerto de salida se convierte en uno de entrada. Entonces no se habla de entradas o salidas, sino de puertos.

Los convertidores MIMO también se pueden clasificar según su topología como aislados [53]-[58], y no aislados [59]-[66]. En los convertidores aislados se emplean transformadores con múltiples arrollamientos, para transferir la potencia desde el primario hacia el secundario para las distintas entradas y salidas con aislamiento galvánico. Según el modo en que se gestiona la potencia se pueden diferenciar dos tipos de convertidores: los bidireccionales y los unidireccionales.

Los convertidores MIMO no aislados al no disponer de transformador son de menor tamaño y en general, de menor coste. Esta puede ser la razón por la que una

mayoría de autores se decantan por este tipo de topologías, siempre que la aplicación lo permita.

En la referencia [64], los autores proponen un convertidor de tres puertos no aislado para un sistema de generación de energía renovable con almacenamiento en baterías. Los autores basan su propuesta en la combinación de convertidores CC-CC reductores y elevadores de doble entrada, con convertidores CC-CC de doble salida basados en SEPIC, Buck, Boost y Zeta, realizando una labor de simplificación posterior. La propuesta que se analiza en el artículo corresponde a un convertidor MIMO basado en un convertidor elevador de doble entrada (*Boost Dual Input Converter*, Boost-DIC) y un elevador de doble salida (*Boost Dual Output Converter*, Boost-DOC).

El resultado de optimizar la combinación de topologías, es un convertidor elevador de tres puertos o Boost-TPC (*Boost-Three Port Converter*), y su esquema se muestra en la Figura 1.17. La entrada está formada por una fuente de energía renovable (V_g) que conecta con un puerto bidireccional para gestionar la batería (V_b), y una carga formada por una resistencia (R_L).

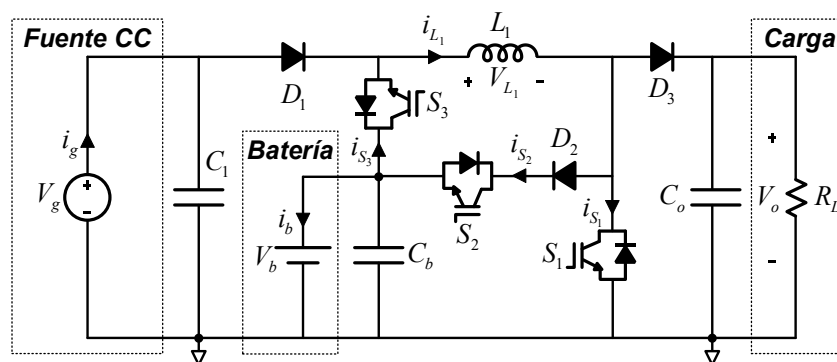


Figura 1.17. Convertidor elevador de tres puertos (Boost-TPC).

El convertidor tiene solo un inductor (L_1) y tres interruptores (S_1 , S_2 y S_3), dos de ellos flotantes. Mediante un adecuado control aplicado a los interruptores, se consiguen tres modos de trabajo: doble entrada (*Dual Input Single Output*, DISO), doble salida (*Single Input Dual Output*, SIDO), y una entrada y una salida (*Single Input Single Output*, SISO). Suponiendo modo de conducción continuo

(*Continuous Conduction Mode*, CCM), la relación de conversión con respecto a cada ciclo de trabajo viene dado por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{V_g(1-D_3) + D_3V_b}{1-D_1} \text{ para el modo doble entrada} \\ V_o &= \frac{V_g - V_bD_2}{1-D_1-D_2} \text{ o bien } V_b = \frac{V_g - V_o(1-D_1-D_2)}{D_2} \text{ para el modo doble salida} \\ V_o &= \frac{V_g}{1-D_1} \text{ para el modo SISO } (S_2 = \text{off}; S_3 = \text{on}) \end{aligned} \quad (1.12)$$

El interruptor S_1 tiene que soportar una tensión de V_o en no conducción, mientras que S_2 tiene que bloquear una tensión de $V_g + V_o$ o bien $V_b + V_o$. Por último, S_3 debe bloquear una tensión en no conducción de $V_g + V_o$, en el caso más desfavorable. El convertidor resultante sigue siendo complejo, a pesar de estar simplificado y su control requiere gestionar tres interruptores de potencia, dos de ellos flotantes.

Otros autores presentan topologías modulares de n entradas y m salidas [59]-[66], las cuales se caracterizan por estar formadas por celdas de entrada y de salida conectadas en serie o en paralelo unidas mediante un elemento almacenador de energía, que puede ser una bobina, un condensador o ambos.

En la referencia [65], se propone un convertidor de una bobina no aislado, en el cual las entradas y las salidas están conectadas en paralelo y unidas a un circuito parcialmente resonante (Figura 1.18). La energía procedente de las fuentes de entrada se almacena en la bobina (L) de forma secuencial mediante un interruptor de potencia (S_1, S_2, \dots, S_n). El condensador (C) se encarga de generar una resonancia parcial para conseguir una conmutación suave de los interruptores. La transferencia de potencia a cada una de las cargas se realiza también de forma secuencial mediante un interruptor de potencia en serie con cada salida ($S_{o1}, S_{o2}, \dots, S_{om}$).

Todos los interruptores deben ser capaces de soportar una tensión igual a la suma de la tensión de entrada ($V_{g1}, V_{g2}, \dots, V_{gn}$) o salida ($V_{o1}, V_{o2}, \dots, V_{om}$) correspondiente según su posición, más la tensión en la bobina de enlace (V_L). El convertidor puede funcionar tanto en modo reductor como elevador de tensión. Los autores también ofrecen la posibilidad del aislamiento galvánico, añadiendo un transformador de alta frecuencia (*High Frequency*, HF).

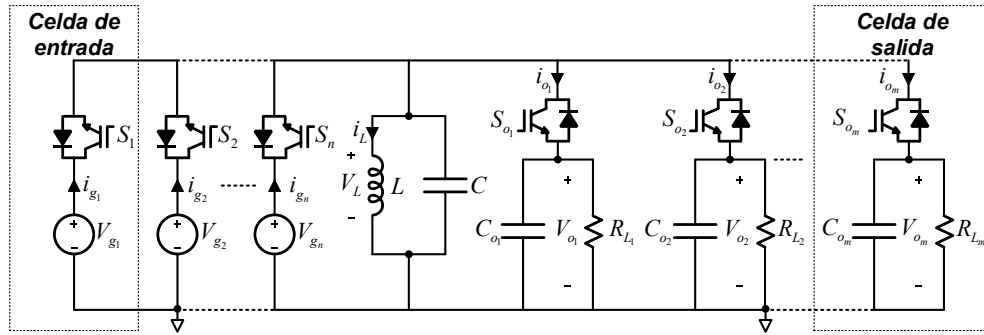


Figura 1.18. Convertidor parcialmente resonante de un inductor.

En la Figura 1.19 [62], se muestra un convertidor MIMO no aislado unidireccional, formado por n celdas de entrada y m celdas de salida unidas a través de una bobina de enlace (L). Las celdas de entrada están formadas por un convertidor Zeta que, mediante la bobina de enlace L , transfiere la potencia a las salidas formadas por celdas de filtros de corriente de tipo paso bajo (*Current Type Low Pass Filter*). Las celdas de entrada se conectan en serie, mientras que las celdas de salida en paralelo.

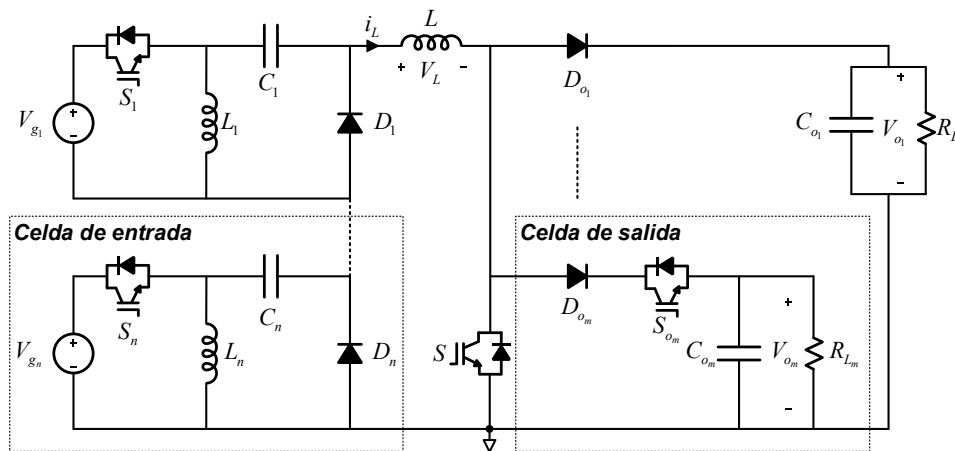


Figura 1.19. Convertidor no aislado de n entradas tipo Zeta y m salidas.

Otro ejemplo de este tipo de topología se muestra en la Figura 1.20 [61]-[63]. Esta topología permite la conexión de n entrada con m salidas, a través de una bobina de enlace (L). La bobina se carga y descarga de forma secuencial, transfiriendo la energía desde las distintas entradas a cada salida, al igual que en el caso anterior. Las celdas de entrada se conectan en paralelo y las salidas en serie.

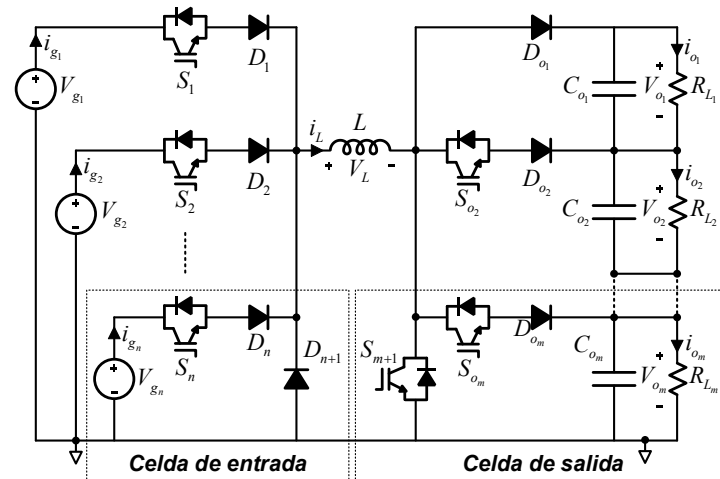


Figura 1.20. Convertidor no aislado de n entradas y m salidas.

En estas dos propuestas, la bobina de enlace puede funcionar tanto en CCM como en DCM, según el ciclo de trabajo de cada interruptor y de los tiempos de descarga de los condensadores de filtrado. La tensión que soportan los dispositivos en no conducción es la suma de la tensión en la bobina más la tensión de entrada o salida correspondiente.

El control de estos convertidores es bastante complejo, puesto que se emplean muchos interruptores de potencia para su gestión, uno para cada entrada y al menos uno para cada salida. La relación de conversión comprende no solo el ciclo de trabajo de cada interruptor de entrada/salida, sino que, además se debe tener en cuenta el tiempo de conducción de los diodos para el cálculo y posterior diseño.

1.6. Convertidores CC-CC intercalados

En su origen, la conexión en paralelo de convertidores, ha permitido el uso de las técnicas clásicas de conversión y dispositivos de electrónicos en aplicaciones de elevada potencia [83]. El intercalado de convertidores se ha propuesto en los últimos años en diferentes aplicaciones [84]-[91], como una mejora adicional a la conexión paralela de convertidores.

El funcionamiento en modo intercalado (*Interleaved Operation Mode, IOM*) de convertidores multifase, se obtiene cuando varios convertidores se conectan en paralelo y sus señales de control se desfasan en el tiempo, lo que permite el

desplazamiento tanto de la demanda como de la entrega de energía. Una distribución de potencia entre varias fases, mejora el rendimiento dinámico y la cancelación del rizado en la corriente de entrada y de salida. Además, aumenta la frecuencia efectiva del rizado y, en consecuencia, reduce significativamente los requisitos del condensador del filtro de salida y los inductores de entrada. Esto también permite disminuir las interferencias electromagnéticas (*Electromagnetic Interference*, EMI).

Al conectar varios convertidores en paralelo, se distribuyen las pérdidas entre más componentes, lo que facilita la gestión térmica del convertidor, permitiendo el manejo de valores de alta potencia con respecto a soluciones de una sola fase. El intercalado de convertidores se encuentra orientado en aplicaciones relacionadas con altas corrientes y baja tensión. Muchas arquitecturas de potencia deben proporcionar corrientes de hasta 100 A con tensiones muy bajas y respuestas transitorias rápidas.

La importancia de la técnica del intercalado y su número de aplicaciones, ha provocado que todos los fabricantes desarrollen actualmente un circuito integrado específico (controlador multifásico), capaz de generar señales de control intercaladas. Esta técnica es ampliamente utilizada por los convertidores CC-CC conmutados.

La Figura 1.21 muestra N convertidores CC-CC conectados en paralelo a una fuente de energía. Aquí, las corrientes de entrada (I_g) y salida (I_o) son la suma de las corrientes de los N convertidores CC-CC; esto es, la suma de I_1, I_2, \dots, I_N e $I_{o1}, I_{o2}, \dots, I_{oN}$, respectivamente.

Todos los convertidores pueden funcionar de forma síncrona (*Synchronous Operation Mode*, SOM), por lo que es posible tener un conjunto de mayor potencia comportándose como un solo convertidor. Sin embargo, cuando se aplica la técnica del intercalado a los N convertidores, la amplitud del rizado de corriente es siempre menor o igual que la de los N convertidores funcionando de forma sincronizada [28]. Esto se debe a que el rizado de corriente en el inductor para cada convertidor

CC-CC está desfasado, por lo que es posible que se anulen entre sí total o parcialmente.

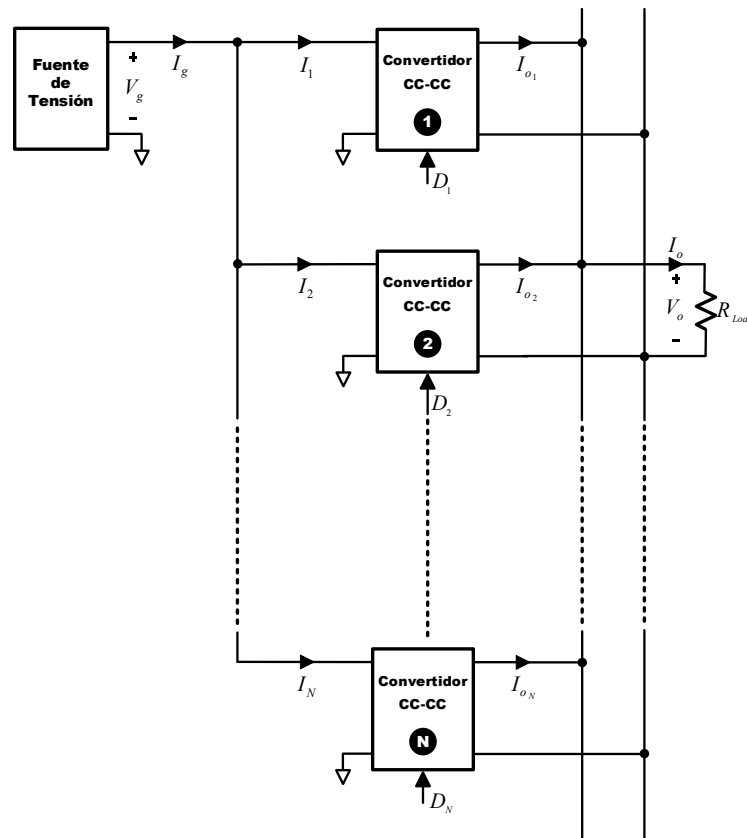
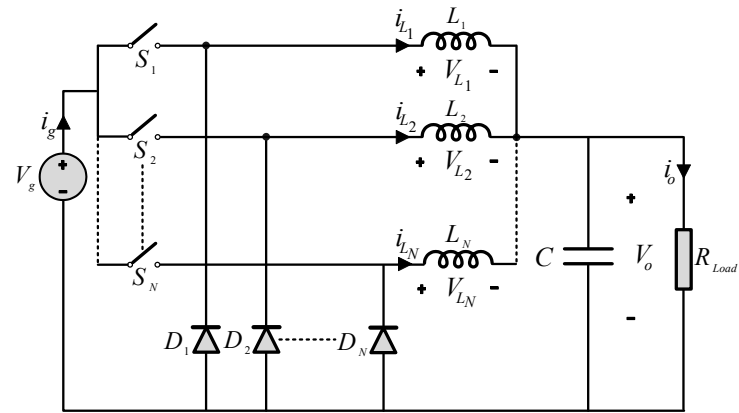


Figura 1.21. Esquema de conexión de N convertidores CC-CC intercalados.

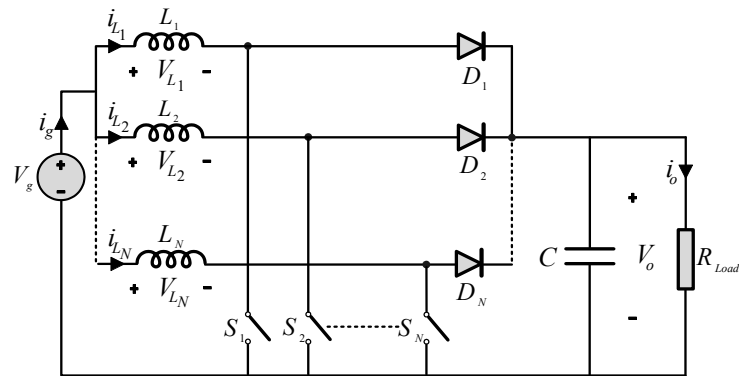
En la técnica del intercalado, todos los convertidores funcionan a la misma frecuencia y conmutan en ángulos de fase específicos. Se puede obtener una cancelación máxima del rizado de corriente, cuando se consigue distribuir los ángulos de desfase de la señal de conmutación, de una determinada forma dentro de un periodo. Si tomamos un periodo como 2π , este ángulo debe ser de $2\pi/N$ radianes, siendo N el número de fases.

El funcionamiento en modo intercalado, ha sido aplicado a convertidores síncronos de un inductor como el Buck, el Boost y el Buck-Boost, como se muestra en la Figura 1.22 para N fases. Sin embargo, también puede aplicarse a configuraciones de dos inductores como el convertidor Zeta, SEPIC y \acute{C} uk; configuraciones de varios interruptores como el convertidor de medio puente,

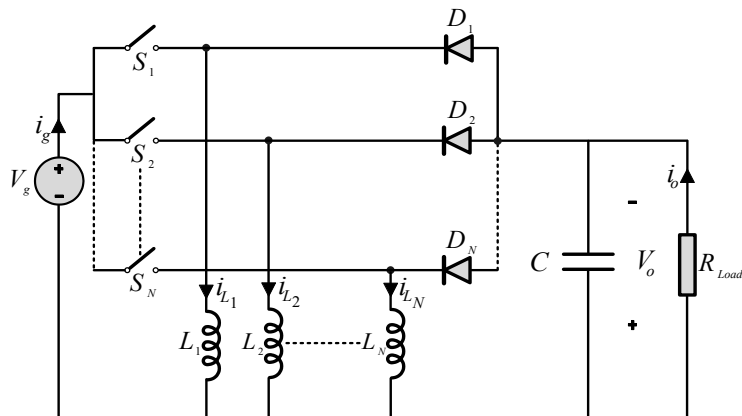
Push-Pull y puente completo (puente en H); y configuraciones aisladas mediante transformador de un solo interruptor como los convertidores Flyback y Forward.



a) Convertidor Buck intercalado de N fases.



b) Convertidor Boost intercalado de N fases.

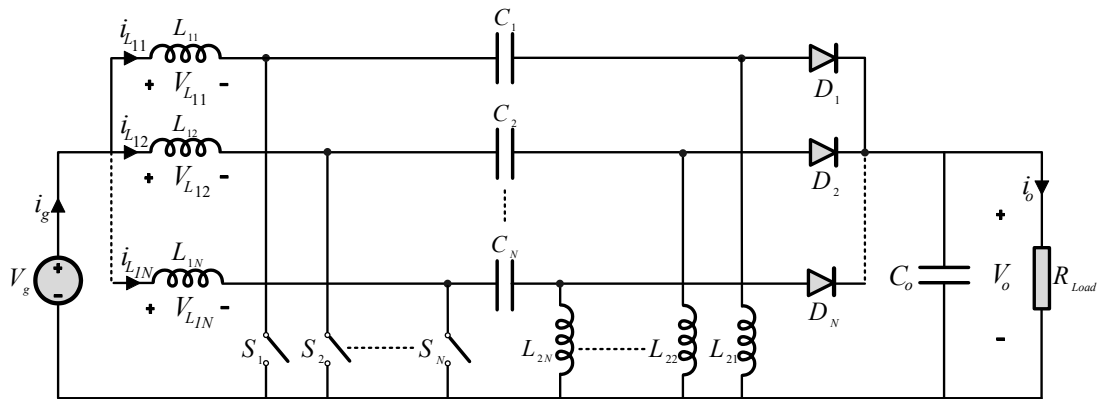


c) Convertidor Buck-Boost intercalado de N fases.

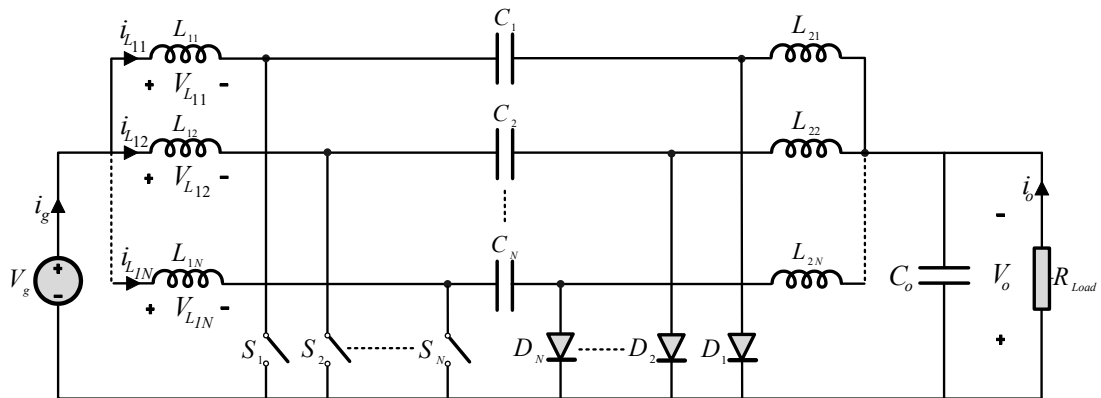
Figura 1.22. Convertidores de un inductor intercalados de N fases.

En la Figura 1.23 se muestra el circuito eléctrico de N fases intercalado para los convertidores SEPIC y Cúk. Todas las fases demandan corriente a la entrada y

proporcionan corriente a la salida, desfasando en el tiempo esta demanda y entrega de energía, consiguiéndose así los beneficios de la técnica del intercalado.



a) Convertidor SEPIC intercalado de N fases.



b) Convertidor Ćuk intercalado de N fases.

Figura 1.23. Convertidores de dos inductores intercalados de N fases.

Un análisis de la reducción del rizado de corriente en IOM puede ser realizado con el factor de cancelación normalizado (F_c), el cual se define como la relación entre el rizado de la corriente a la entrada (ΔI_g) y el rizado de corriente de salida de cada fase (ΔI_L) como se indica en la siguiente ecuación:

$$\Delta I_g = F_c \cdot \Delta I_L$$

Dónde

$$F_c = \frac{\Delta I_g}{\Delta I_L} = N \prod_{i=1}^{N-1} \left(1 - \frac{1}{|i - ND| + 1} \right) \quad (1.13)$$

para $N = 2, 3, 4, \dots$ Forma de onda triangular

$$F_c = \frac{\Delta I_g}{\Delta I_L} = \frac{|\sin(\pi ND)|}{N \sin(\pi D)}$$

para $N = 1, 2, 3, 4, \dots$ Forma de onda senoidal

Para una forma de onda triangular, la relación entre el factor de cancelación y el rizado de corriente, dependen del ciclo de trabajo D con un valor que varía entre 0 y 1. Para conseguir un rizado de corriente de entrada bajo, el factor de cancelación tiene que estar próximo a cero.

La Figura 1.24 muestra la representación gráfica del factor de cancelación normalizado frente al ciclo de trabajo para N igual a 2, 4 y 6, donde N es el número de fases del convertidor intercalado. Las variaciones en D hacen que la cancelación del rizado de la corriente no sea del 100 % en todo el rango. Para un convertidor intercalado de dos fases, la máxima cancelación del rizado de corriente ($F_c = 0$) se consigue cuando D es del 50 %.

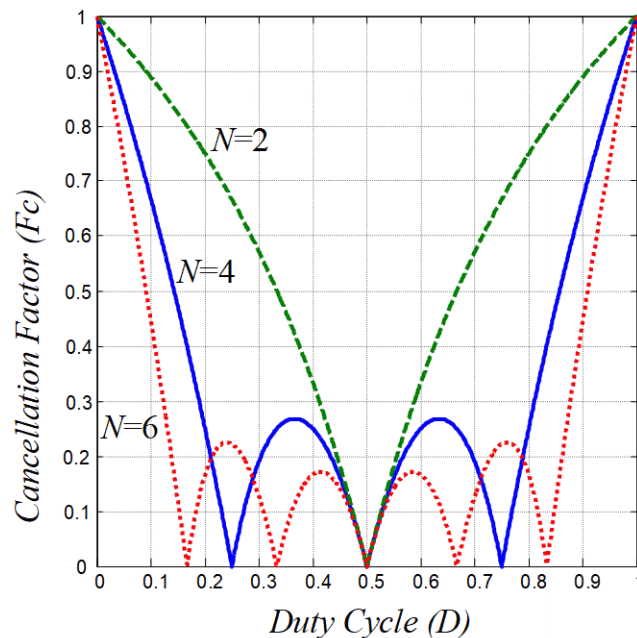


Figura 1.24. Factor de cancelación vs ciclo de trabajo.

Para un convertidor intercalado de cuatro fases, se consigue que el factor de cancelación sea igual a cero ($F_c = 0$) cuando D es del 25 %, del 50 % y del 75 %. Por lo tanto, se consigue una mayor cancelación del rizado de corriente para un ciclo de trabajo comprendido entre el 20 % y el 80 %. Para el resto de valores del ciclo de trabajo, F_c aumenta, por lo que la cancelación del rizado de corriente desciende hasta acercarse al valor de los extremos, lo cual corresponde a un convertidor funcionando en modo síncrono.

1.7. Objetivos

El objetivo principal de esta Tesis Doctoral, es contribuir al desarrollo de dispositivos para la interconexión en microrredes CC y poder obtener así diferentes configuraciones de convertidores CC-CC multisalida a partir de una sola entrada.

La base para estas nuevas configuraciones son las topologías de convertidores CC-CC de una entrada y una salida, no aisladas. Se pretende así, obtener varias salidas a partir de una sola entrada, empleando un solo dispositivo interruptor de potencia y sin transformador con varios arrollamientos, lo que simplifica el control y mejora la eficiencia del conjunto. Las configuraciones deben adaptarse a modelos de red que requieran dos o más salidas, con tensiones bipolares y otros niveles de tensión.

Por último, extender la aplicación de las configuraciones propuestas, mediante la conexión en paralelo y con técnica del intercalado, a mayores niveles de potencia que los disponibles trabajando de forma convencional.

Para alcanzar los objetivos definidos anteriormente se comienza con el estudio previo del contexto del problema, y la propuesta de soluciones que son evaluadas mediante simulación y testeo de prototipos experimentales. Por lo que, este trabajo se ha desarrollado en base a los siguientes puntos:

- Estudio previo del estado de la tecnología:
 - Análisis de los nuevos sistemas de distribución eléctrica como son las microrredes CC para la generación distribuida, sus ventajas frente a la distribución en CA, así como revisar las topologías empleadas.
 - Análisis de los convertidores CC-CC conmutados y su contribución al actual mercado de la electrónica de potencia, para evaluar, de esta forma, su aplicación como dispositivo de interconexión entre elementos de una microrred CC.
 - Estudio previo del estado de la tecnología para los dispositivos empleados en microrredes CC basados en convertidores CC-CC

conmutados. Clasificación de las distintas topologías empleadas según su número de entradas y salidas.

- Aportación de diferentes topologías de convertidores CC-CC, para microrredes CC, empleando como base los convertidores CC-CC de una entrada y una salida, desarrollando así una metodología que permite obtener diversas configuraciones de una sola entrada con varias opciones de salidas.
- Análisis teórico de las topologías obtenidas mediante la aplicación de la metodología propuestas para la definición de los criterios de diseño necesarios para su implementación.
- Evaluación mediante simulación de las configuraciones multisalida propuestas. Diseño e implementación de prototipos experimentales y testeo de los mismos.
- Escalado de potencia mediante la conexión en paralelo de los convertidores combinados y aplicando la técnica del intercalado (*interleaved*). Análisis mediante simulación de las configuraciones de convertidores combinados intercalados. Diseño e implementación de prototipos mediante la conexión en paralelo aplicando la técnica del intercalado para el testeo de los mismos.
- Por último, se presentan las conclusiones del trabajo desarrollado y el planteamiento de las posibles líneas de trabajo futuro.

1.8. Conclusiones

En este primer capítulo, se describen las diferentes arquitecturas empleadas actualmente en microrredes de CC, estableciendo sus ventajas e inconvenientes. Las características y estructura de la configuración bipolar, la sitúan como alternativa a las microrredes CA, principalmente debido a que se desarrollan dos niveles de tensión simétricos, que para una misma transmisión de potencia proporciona menores requerimientos de corriente. En el mismo sentido, se realiza una descripción de las características de los convertidores CC-CC, que permiten acondicionar la transmisión de potencia en microrredes de CC. Asimismo, se

presenta una clasificación de dichos convertidores basada en su capacidad de interconectar diferentes fuentes y cargas, los convertidores con varios puertos de entrada y salida (*Multiport DC-DC Converters*): SISO (*Single-Input Single-Output*), SIMO (*Single-Input Multiple-Output*), MISO (*Multiple-Input Single-Output*) y MIMO (*Multi-Input Multi-Output*). Resaltando las configuraciones que permiten desarrollar dos tensiones de Salidas Simétricas (*Symmetric Outputs*), Bipolares (*Bipolar Output*) o Duales (*Dual Output*) y desde una sola tensión de entrada (*Single-Input Dual-Output*, SIDO). Finalmente, se analiza la conexión en paralelo de convertidores CC-CC con múltiples fases, funcionando en modo intercalado o entrelazado (*Interleaved Operation Mode*, IOM), y como alternativa también, en la distribución de potencia entre varias fases de convertidores, que mejora el rendimiento dinámico, la cancelación del rizado de la corriente de entrada y de salida, y un aumento efectivo de la frecuencia de funcionamiento del mismo, lo que reduce significativamente los requisitos de los elementos de filtrado de entrada y de salida.

Capítulo 2

Desarrollo de Convertidores CC-CC Combinados

En este capítulo, se presenta la metodología que permite desarrollar convertidores CC-CC de una entrada y múltiples salidas. Las configuraciones propuestas, están basadas en convertidores CC-CC de una entrada y una salida (SISO). Se proponen configuraciones de convertidores combinados de dos salidas tipo bipolar orientadas a microrredes CC bipolares, así como configuraciones de convertidores combinados de tres, cuatro, cinco y seis salidas. Esta metodología permite también disponer de n salidas desde una misma tensión de entrada, empleando un solo interruptor de potencia como elemento de control. Además, se propone la conexión de estas configuraciones en paralelo para aplicaciones de mayores niveles de potencia, mediante la técnica del intercalado.

Por último, se describe un análisis teórico de las configuraciones propuestas, permitiendo así definir criterios de diseño para los componentes pasivos y activos de las mismas.

2.1. Introducción

Los convertidores CC-CC representan una parte fundamental de la electrónica de potencia, hasta el punto de que se producen más convertidores CC-CC que convertidores CC-CA (inversores) o convertidores CA-CC (rectificadores). Recientes informes indican que la producción de convertidores CC-CC ocupa el mayor porcentaje de facturación, que del resto de convertidores. Además, de su alta tasa de crecimiento, el mercado de convertidores CC-CC está experimentando cambios drásticos como resultado de las dos tendencias principales en la industria de la electrónica: baja tensión y alta densidad de potencia.

Por otro lado, el concepto de convertidores multipuerto se aplica a convertidores estáticos de potencia capaces de interactuar con diferentes fuentes, sistemas de almacenamiento y carga, con diferentes niveles de tensión. En este sentido, los convertidores multipuerto son particularmente interesantes para los sistemas de generación de energía eléctrica distribuida, donde se integran diferentes fuentes de energía y de almacenamiento.

En los últimos años, se han estudiado y desarrollado diferentes metodologías para obtener múltiples salidas de CC con diferentes niveles de tensión, tanto en sus versiones aisladas, Flyback, Forward, Push-Pull, Half-Bridge (Medio Puente) y Full-Bridge (Puente Completo); como no aisladas. También se han utilizado en una gran variedad de aplicaciones entre los que destacan los convertidores integrados de doble salida (*Integrated Dual-Output Converter*, IDOC), convertidores de varias salidas integradas (*Integrated Multiple-Output Converters*, IMOCs), y de un solo inductor con múltiples salidas (*Single-Inductor Multiple-Output*, SIMO). Asimismo, han proliferado de manera importante arquitecturas de alimentación emergentes orientadas a fuentes de energía renovables (aerogeneradores, paneles solares y pilas de combustible), baterías y redes eléctricas de Generación Distribuida (GD).

2.2. Metodología desarrollada

La metodología que se presenta consiste en el desarrollo de convertidores CC-CC, mediante la combinación de topologías básicas de una entrada y una salida, obteniéndose múltiples salidas sin necesidad de transformadores.

En este sentido, se consiguen nuevas topologías de convertidores CC-CC de una sola entrada y múltiples salidas, sin transformador, con un solo inductor a su entrada, y que requieren para su funcionamiento de un solo interruptor de potencia y, por tanto, un solo circuito de control. Esto permite reducir el tamaño, el peso y la complejidad respecto de los sistemas SIMOs conocidos.

Las configuraciones que se presentan y describen en este apartado empleando la metodología propuesta, se corresponden con:

- Convertidores combinados de n salidas: siete configuraciones.
- Convertidores combinados de dos salidas: ocho configuraciones con cargas bipolares y cuatro con tres cargas.
- Convertidores combinados de más de dos salidas:
 - Cinco configuraciones de tres salidas.
 - Una configuración con tres salidas y seis cargas.
 - Dos configuraciones con N módulos de tres salidas.
 - Un convertidor combinado de cuatro, cinco y seis salidas.
- Convertidores combinados intercalados de N fases: dos configuraciones.

A continuación, se describe la técnica empleada para cada una de las configuraciones combinadas y sus principales características.

2.2.1. Convertidores combinados de n salidas

Las estructuras tradicionales de convertidores no aislados son configuraciones de una entrada y una salida (SISO). Dentro de estas estructuras existen topologías de un solo inductor como el convertidor reductor (*Buck*), elevador (*Boost*), CSC (*Canonical Switching Cell*) y reductor-elevador (*Buck-Boost*). También se han descrito otras configuraciones tipo SISO, que cuentan con dos inductores, como el convertidor Ćuk, SEPIC (*Single Ended Primary Inductor Converter*) y convertidor Zeta.

A partir de estas estructuras tipo SISO es posible obtener otras topologías que tienen una sola entrada y múltiples salidas, SIMO. Así, cada convertidor tiene una parte frontal en la que se puede definir un nodo común a partir del cual se pueden conectar n salidas. La aplicación de esta metodología puede llevar a siete configuraciones SIMO, como se muestra en la Figura 2.1.

El funcionamiento de los convertidores combinados puede ser explicado tomando como referencia las topologías mostradas en la Figura 2.1. Cuando el interruptor S está en conducción los diodos $D_1 \dots D_n$ se encuentran inversamente polarizados. En este intervalo de tiempo, los inductores almacenan la energía suministrada por la fuente de CC (V_g) o por los condensadores de enlace $C_1 \dots C_n$. Los condensadores de salida $C_{o1} \dots C_{on}$ alimentan a las cargas $R_1 \dots R_n$. En el intervalo en que el interruptor S está en no conducción, los diodos conducen, los inductores transfieren su energía a los condensadores y al mismo tiempo suministran energía a las cargas.

De esta forma, la Figura 2.1a muestra un convertidor SIMO reductor combinado de n salidas, obtenido mediante la combinación de n convertidores tipo Buck. En este convertidor SIMO reductor, todas las salidas comparten la misma entrada, compuesta por el interruptor de potencia (S) y el diodo (D). El nodo de conexión común de cada salida se encuentra en el cátodo del diodo, y las n salidas se conectan a dicho nodo. Cada salida consta de un inductor, un condensador para reducir el rizado de la tensión de salida y una carga, en este caso modelada por una resistencia.

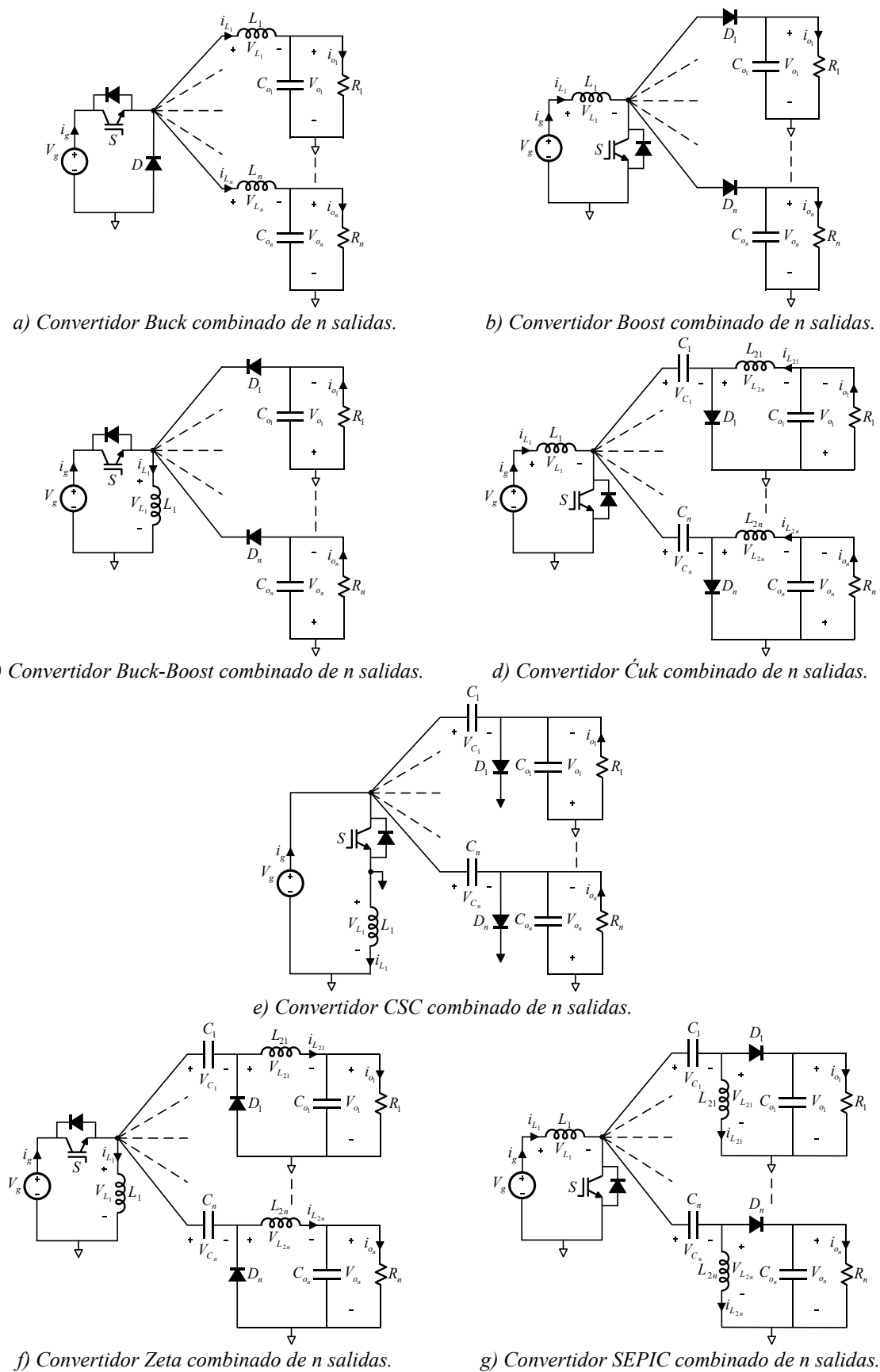


Figura 2.1. Convertidores combinados de n salidas.

La Figura 2.1b muestra un convertidor SIMO elevador combinado de n salidas, basado en la topología Boost. En este caso todas las salidas comparten la malla de entrada, formada por un inductor (L_1) y el interruptor de potencia (S) conectado al conductor de referencia del generador. El nodo de conexión común de cada salida se encuentra entre el interruptor de potencia y el inductor. El diodo de cada salida ($D_1 \dots D_n$) es conectado a este nodo, mientras que al cátodo de cada diodo se conecta el condensador y la carga de cada una de las salidas.

De la misma forma, la Figura 2.1c muestra un convertidor SIMO reductor-elevador combinado de n salidas, basado en la topología Buck-Boost. El nodo de conexión común de cada salida se encuentra entre el interruptor de potencia (S) y el inductor (L_1), el cual se conecta al conductor de referencia de la fuente CC. El cátodo de cada diodo ($D_1 \dots D_n$) de las n salidas se conecta al interruptor de potencia y al inductor.

Otro convertidor SIMO combinado de n salidas con relación de conversión reductora-elevadora (*step-down/step-up*), basado en el convertidor de Ćuk, se muestra en la Figura 2.1d. La malla de entrada compartida, está formada por el inductor (L_1) y el interruptor de potencia (S) conectado al conductor de referencia del generador. En esta configuración, el nodo de conexión común de cada salida se encuentra entre el interruptor de potencia y el inductor. Los condensadores de enlace de cada salida ($C_1 \dots C_n$) están conectados al nodo común.

La Figura 2.1e muestra un convertidor SIMO combinado de n salidas basado en la configuración CSC. Se trata también de una topología con relación de conversión reductora-elevadora, donde la malla de entrada compartida, está formada por el inductor (L_1) y el interruptor de potencia (S). El nodo de conexión común de todas las salidas está localizado entre S y el generador (V_g) y cada diodo ($D_1 \dots D_n$) está conectado entre el condensador de enlace ($C_1 \dots C_n$) y el nodo de conexión del interruptor de potencia S y el inductor L_1 .

El convertidor combinado de n salidas mostrado en la Figura 2.1f está basado en la configuración Zeta, y por tanto también proporciona una relación de conversión reductora-elevadora. La malla de entrada compartida por todas las

salidas está formada por el inductor (L_1) y el interruptor de potencia (S). El nodo de conexión común de todas las salidas está localizado entre S y L_1 , donde se conectan los condensadores de enlace ($C_1 \dots C_n$).

Finalmente, en la Figura 2.1g muestra un convertidor SIMO combinado de n salidas basado en la configuración SEPIC con relación de conversión reductora-elevadora. La malla de entrada común de todas las salidas está formada por el interruptor de potencia (S) y el inductor (L_1). De la misma forma, el nodo de conexión común de todas las salidas, se encuentra entre el interruptor de potencia S y el inductor L_1 .

Una característica común a todos los convertidores combinados SIMO mostrados en la Figura 2.1, es que, solo emplean un interruptor de potencia, y proporcionan tensiones de salida iguales y con la misma relación de conversión, lo que puede reducir, en cierta medida, su interés práctico en muchas aplicaciones.

Todos los convertidores derivados pueden funcionar en modo de funcionamiento continuo (*Continuous Conduction Mode*, CCM) y en modo discontinuo (*Discontinuous Conduction Mode*, DCM). La relación de conversión de cada convertidor combinado de múltiples salidas depende del modo de funcionamiento. En CCM la corriente a través del inductor siempre es mayor que cero, mientras que el funcionamiento en DCM, se establece cuando la corriente por el inductor se anula durante un intervalo de tiempo.

La tendencia de un convertidor para operar en DCM puede establecerse como una función del valor de la carga (R_{eq}). Su valor crítico en el límite entre modos ($R_{crit.}$) es una función del ciclo de trabajo, el período de conmutación y el inductor (L_{eq}), y está dado mediante la Ecuación (2.1).

$$\begin{aligned}
 R_{crit.} &= \frac{2L_{eq.}}{(1-D)T_s} && \text{para Buck} \\
 R_{crit.} &= \frac{2L_{eq.}}{D(1-D)^2 T_s} && \text{para Boost} \\
 R_{crit.} &= \frac{2L_{eq.}}{(1-D)^2 T_s} && \text{para \acute{C}uk, SEPIC, CSC y Zeta}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Donde el valor de $L_{eq.}$ viene dado por:

$$\frac{1}{L_{eq.}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots + \frac{1}{L_N} \quad (2.2)$$

Si R_{eq} es mayor que $R_{crit.}$, los convertidores funcionan en DCM.

La Tabla 2.1 proporciona las relaciones de conversión obtenidas para los convertidores combinados mostrados en la Figura 2.1, dependiendo de la configuración analizada y el modo de funcionamiento: CCM o DCM.

Tabla 2.1. Relaciones de conversión para los convertidores combinados de n salidas.

Tipo de salida	CCM	DCM
Convertidor Reductor	$V_{o1} = V_{o2} = \dots = V_{oN} = V_g D$ $I_g = \frac{V_{o1}}{R_{eq}} D$	$V_{o1} = V_{o2} = \dots = V_{oN} = \frac{2 \cdot V_g}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot L_{eq.}}{R_{eq.} \cdot D^2 \cdot T_s}}\right)}$ $I_g = \frac{4 \cdot V_g}{R_{eq.} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot L_{eq.}}{R_{eq.} \cdot D^2 \cdot T_s}}\right)^2}$
Convertidor Elevador	$V_{o1} = V_{o2} = \dots = V_{oN} = \frac{V_g}{1-D}$ $I_g = \frac{1}{R_{eq}} \frac{V_{o1}}{1-D}$	$V_{o1} = V_{o2} = \dots = V_{oN} = \frac{V_g}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2R_{eq.} \cdot D^2 \cdot T_s}{L_{eq.}}}\right)$ $I_g = \frac{V_g}{4 \cdot R_{eq.}} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2R_{eq.} \cdot D^2 \cdot T_s}{L_{eq.}}}\right)^2$
Convertidor Reductor-Elevador	$V_{o1} = V_{o2} = \dots = V_{oN} = V_g \frac{D}{1-D}$ $I_g = \frac{V_{o1}}{R_{eq}} \frac{D}{1-D}$	$V_{o1} = V_{o2} = \dots = V_{oN} = V_g D \sqrt{\frac{T_s R_{eq}}{2 L_{eq}}}$ $I_g = \frac{V_g D^2 T_s}{2 L_{eq}}$
Donde:	$\frac{1}{R_{eq.}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_N}$	$\text{Con: } \frac{1}{L_{eq.}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots + \frac{1}{L_N}$

2.2.2. Convertidores combinados de dos salidas

Cuando se comparan las estructuras de convertidores CC-CC SISO presentadas en el Capítulo 1, se puede observar, que algunas configuraciones tienen la misma parte frontal, lo cual permite combinar dichas estructuras, compartiendo el interruptor de potencia (S) y el inductor conectado a la entrada. De esta forma, todos los convertidores mostrados, pueden ser modificados y combinados, dando origen a estructuras de una sola entrada y múltiples salidas. Esta combinación de convertidores con la misma parte frontal permite el desarrollo de una familia de estructuras SIMO con diferentes tensiones de salida, e incluso distinta polaridad en algunas salidas. Estas configuraciones disponen de solo un interruptor, lo cual, simplifica el circuito de control al no requerir la sincronización de varios interruptores, ni el empleo de transformadores con varios devanados. En este sentido, se proponen ocho configuraciones combinadas de dos salidas mediante la metodología desarrollada. En la Figura 2.2 se muestran seis configuraciones donde el terminal de referencia del interruptor de potencia está conectado a la tierra común. En la Figura 2.3 se muestran tres configuraciones con interruptor flotante. En ambas figuras se muestra, además, la relación de conversión en CCM para cada configuración.

La combinación de los convertidores Boost y \acute{C} uk, mostrada en la Figura 2.2a proporciona dos tensiones de salida con diferente relación de conversión, con un mismo ciclo de trabajo y con la salida proporcionada por el convertidor \acute{C} uk invertida.

Otra combinación que proporciona dos tensiones de salida con diferente relación de conversión se muestra en la Figura 2.2b, en este caso combinando los convertidores Boost y SEPIC.

La combinación de los convertidores CSC y Boost proporciona la configuración de dos salidas mostrada en la Figura 2.2c. En este caso, cada salida tiene diferente nivel de tensión, con la salida proporcionada por el CSC flotante, es decir, no referenciada a tierra.

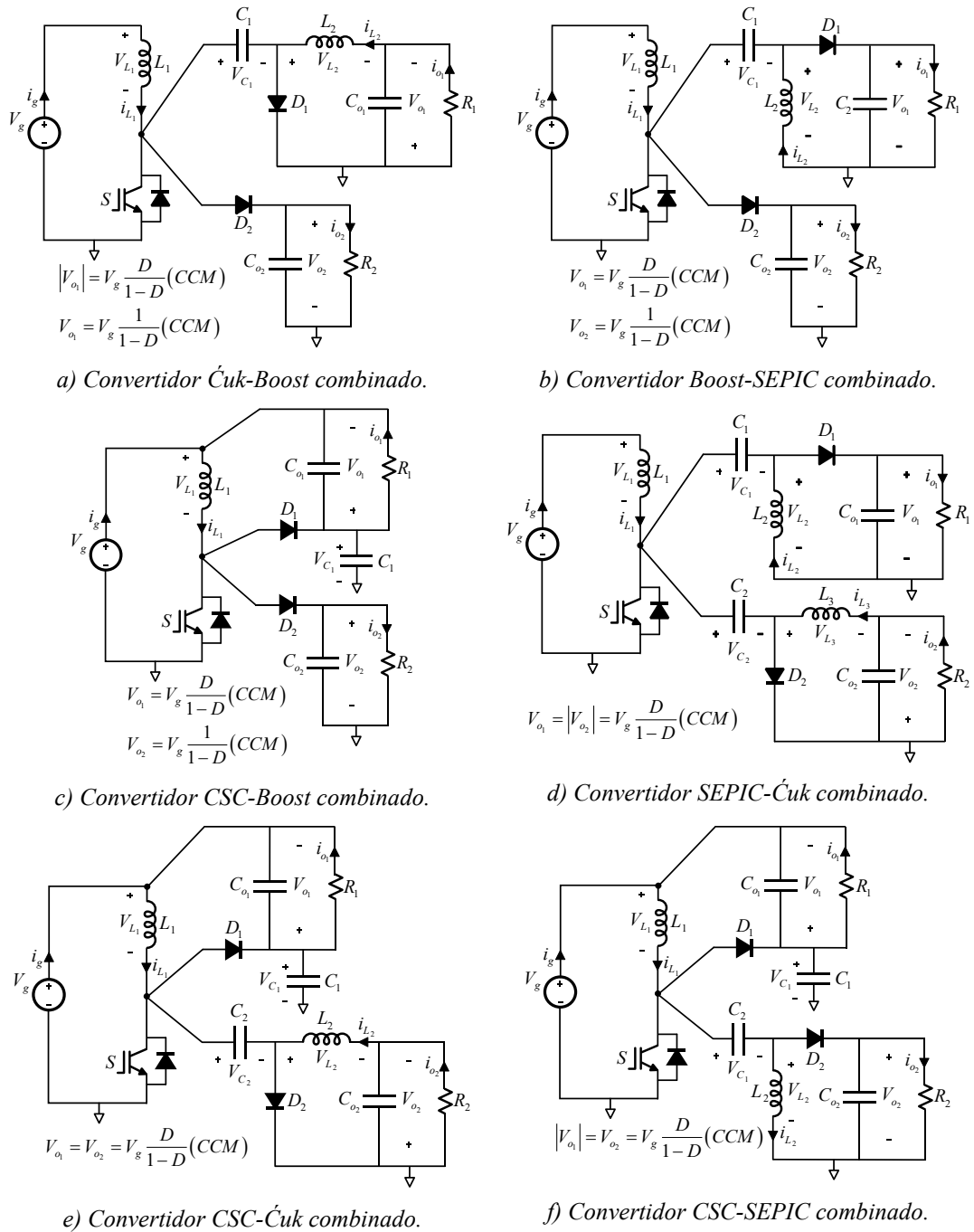


Figura 2.2. Convertidores combinados SIMO de dos salidas e interruptor no flotante.

La Figura 2.2d muestra un convertidor de una entrada y dos salidas, formado por la combinación de un convertidor SEPIC y un Ćuk. Las dos salidas poseen la misma relación de conversión, con la salida proporcionada por el Ćuk invertida respecto de la proporcionada por el convertidor SEPIC.

En la Figura 2.2e se muestra el resultado de combinar un convertidor CSC y un Ćuk. En este caso se obtienen dos tensiones de salida con la misma relación de conversión, la proporcionada por el CSC flotante y la del Ćuk invertida.

La combinación de los convertidores CSC y SEPIC, proporciona dos salidas con la misma relación de conversión, pero invertidas, se muestra en la Figura 2.2f.

La Figura 2.3a muestra un convertidor de una entrada y dos salidas, formado por la combinación de un convertidor Buck-Boost y un Zeta. Las dos salidas tienen la misma relación de conversión, pero la salida proporcionada por el Buck-Boost está invertida respecto de la proporcionada por el convertidor Zeta.

La combinación de los convertidores CSC y Zeta proporciona la configuración de dos salidas mostrada en la Figura 2.3b, con la misma relación de conversión, pero con salida invertida en el lado del CSC.

Finalmente, la Figura 2.3c muestra la combinación de los convertidores CSC y Buck-Boost que proporciona dos salidas de igual valor, pero de polaridad negativa.

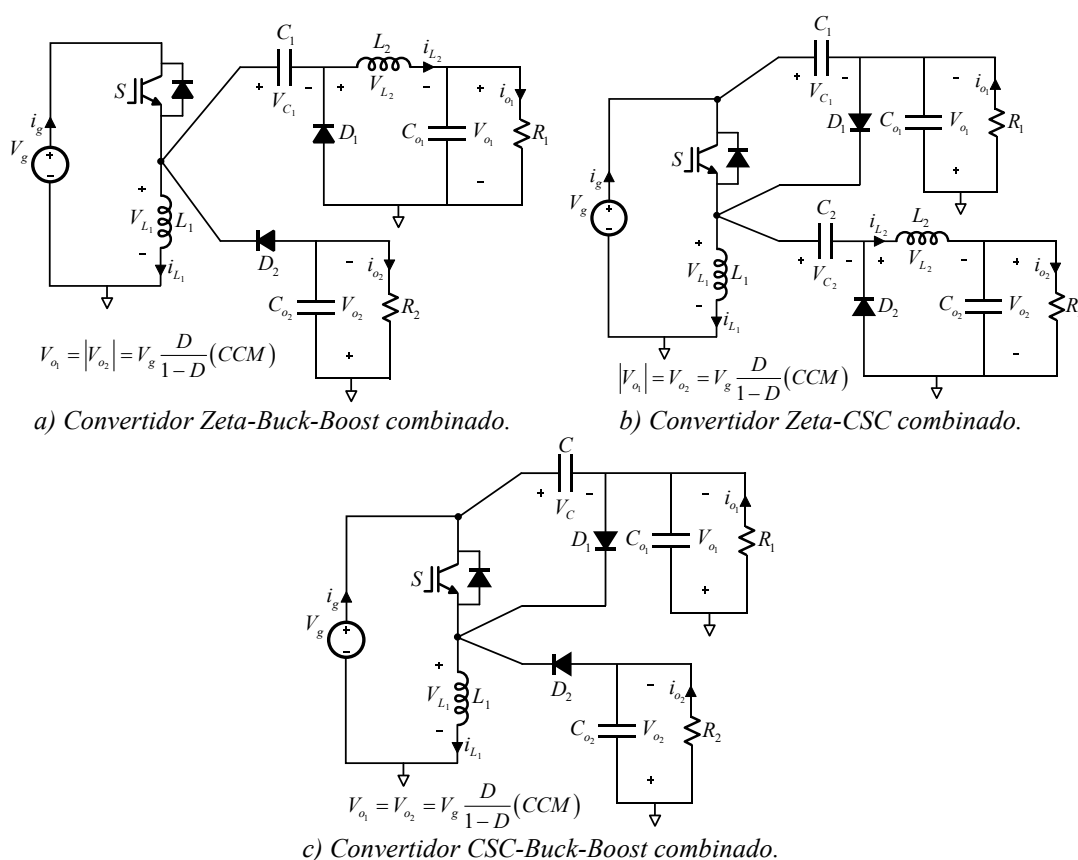


Figura 2.3. Convertidores combinados SIMO de dos salidas e interruptor flotante.

Capítulo 2. Desarrollo de Convertidores CC-CC Combinados

La Tabla 2.2 resume las principales características de los convertidores combinados SIMO de dos salidas.

Tabla 2.2. Principales características de los convertidores combinados SIMO de dos salidas.

<i>Convertidor</i>	<i>Tipos de salida</i>	<i>Características</i>
Ćuk-Boost Figura 2.2a	Dos salidas de tensión con diferente valor y distinta polaridad	<ul style="list-style-type: none"> • Corriente de salida del terminal negativo y corriente de entrada de tipo no pulsante • Corriente de salida del terminal positivo pulsante
Boost-SEPIC Figura 2.2b	Dos salidas de tensión con diferente valor y misma polaridad	<ul style="list-style-type: none"> • Corriente de entrada no pulsante • Corrientes de salida pulsantes
CSC-Boost Figura 2.2c	Dos salidas de tensión con diferente valor	<ul style="list-style-type: none"> • Corrientes de salida de tipo pulsante, con terminal de tensión flotante
SEPIC-Ćuk Figura 2.2d	Bipolar CC	<ul style="list-style-type: none"> • Corriente de salida del terminal negativo y corriente de entrada de tipo no pulsante • Corriente de salida del terminal positivo pulsante
CSC-Ćuk Figura 2.2e	Dos salidas de tensión con mismo valor y polaridad	<ul style="list-style-type: none"> • Corriente de salida del lado CSC y corriente de entrada pulsante • Terminal de salida flotante
CSC-SEPIC Figura 2.2f	Bipolar CC	<ul style="list-style-type: none"> • Corrientes de salida pulsantes con terminal de salida flotante
Zeta-Buck-Boost Figura 2.3a	Bipolar CC	<ul style="list-style-type: none"> • Bajo número de dispositivos • Corriente de entrada y de salida por el terminal negativo de tipo pulsante • Interruptor de potencia flotante
Zeta-CSC Figura 2.3b	Bipolar CC	<ul style="list-style-type: none"> • Bajo número de dispositivos empleados • Corriente de entrada y de salida por el terminal negativo de tipo pulsante • Interruptor de potencia flotante
CSC-Buck-Boost Figura 2.3c	Dos salidas negativas	<ul style="list-style-type: none"> • Bajo número de dispositivos • Corriente de entrada y salida no pulsante • Interruptor de potencia flotante

Como se muestra en la Tabla 2.2, las configuraciones de convertidores que ofrecen salida bipolar con un mismo valor de tensión son: el SEPIC-Ćuk Figura 2.2d, el CSC-SEPIC Figura 2.2f, el Zeta-Buck-Boost Figura 2.3a y el Zeta-CSC Figura 2.3b. Los dos primeros tienen la particularidad de que el nodo común no está flotante en la tensión de salida, a diferencia que en el convertidor Zeta-Buck-Boost y el Zeta-CSC, lo que permite mayor controlabilidad. Estas configuraciones son interesantes para su aplicación en las microrredes CC bipolares presentadas en el Capítulo 1.

Los convertidores combinados de dos salidas también admiten el suministro de potencia a tres cargas, conectando la tercera carga entre los nodos de cada salida del convertidor combinado. Esto permite obtener diferentes tensiones, como se muestra en la Figura 2.4 para los convertidores derivados Ćuk-Boost (Figura 2.4a), SEPIC-Ćuk (Figura 2.4b), Zeta-Buck-Boost (Figura 2.4c) y Zeta-CSC (Figura 2.4d).

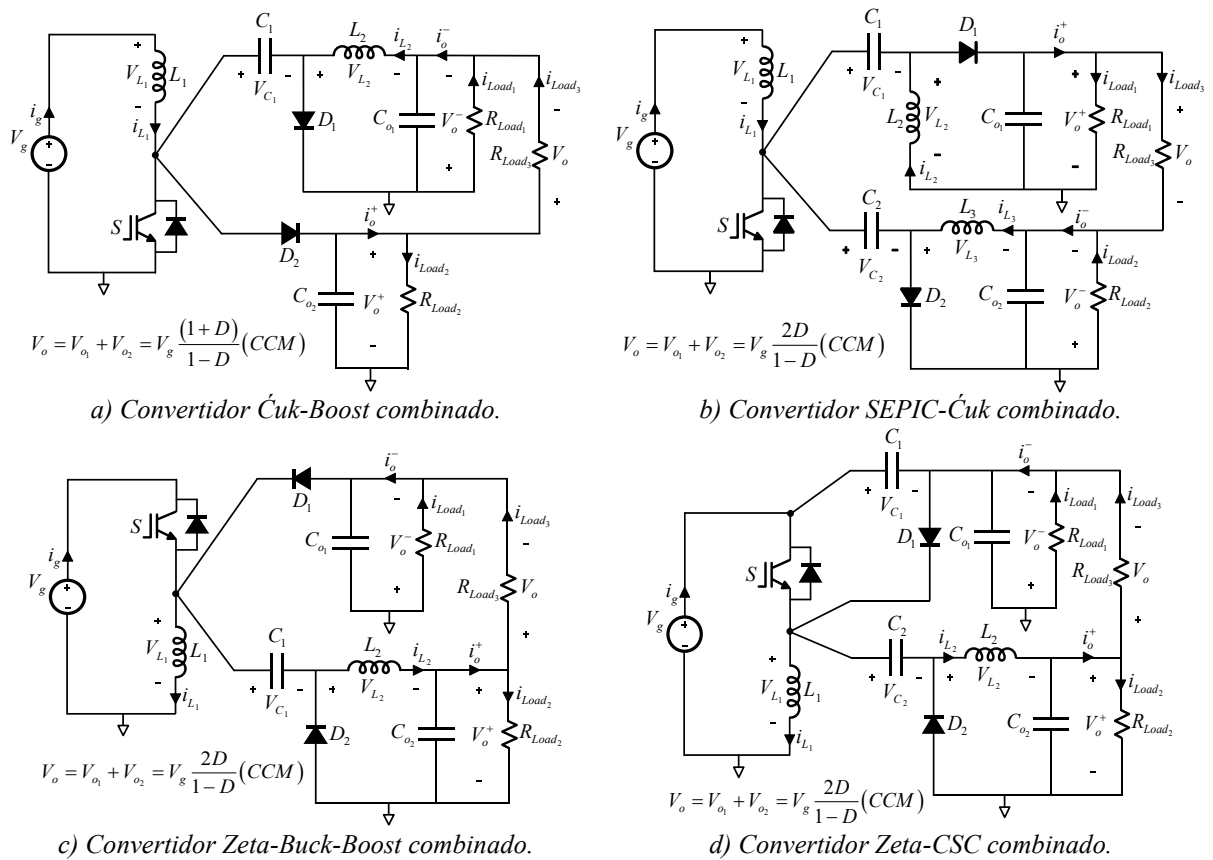


Figura 2.4. Convertidores combinados de dos salidas con tres cargas.

2.2.3. Convertidores combinados de más de dos salidas

También, es posible combinar convertidores para obtener tres, cuatro, cinco y seis salidas. La Figura 2.5 muestra cinco combinaciones de convertidores de tres salidas y sus relaciones de conversión en CCM. Los convertidores derivados SEPIC-Boost-Ćuk (Figura 2.5a), CSC-Boost-Zeta (Figura 2.5b), CSC-Boost-SEPIC (Figura 2.5c), CSC-Ćuk-SEPIC (Figura 2.5d) y CSC-Buck-Boost-Zeta (Figura 2.6), tienen en común que emplean un solo interruptor de potencia y son topologías no aisladas.

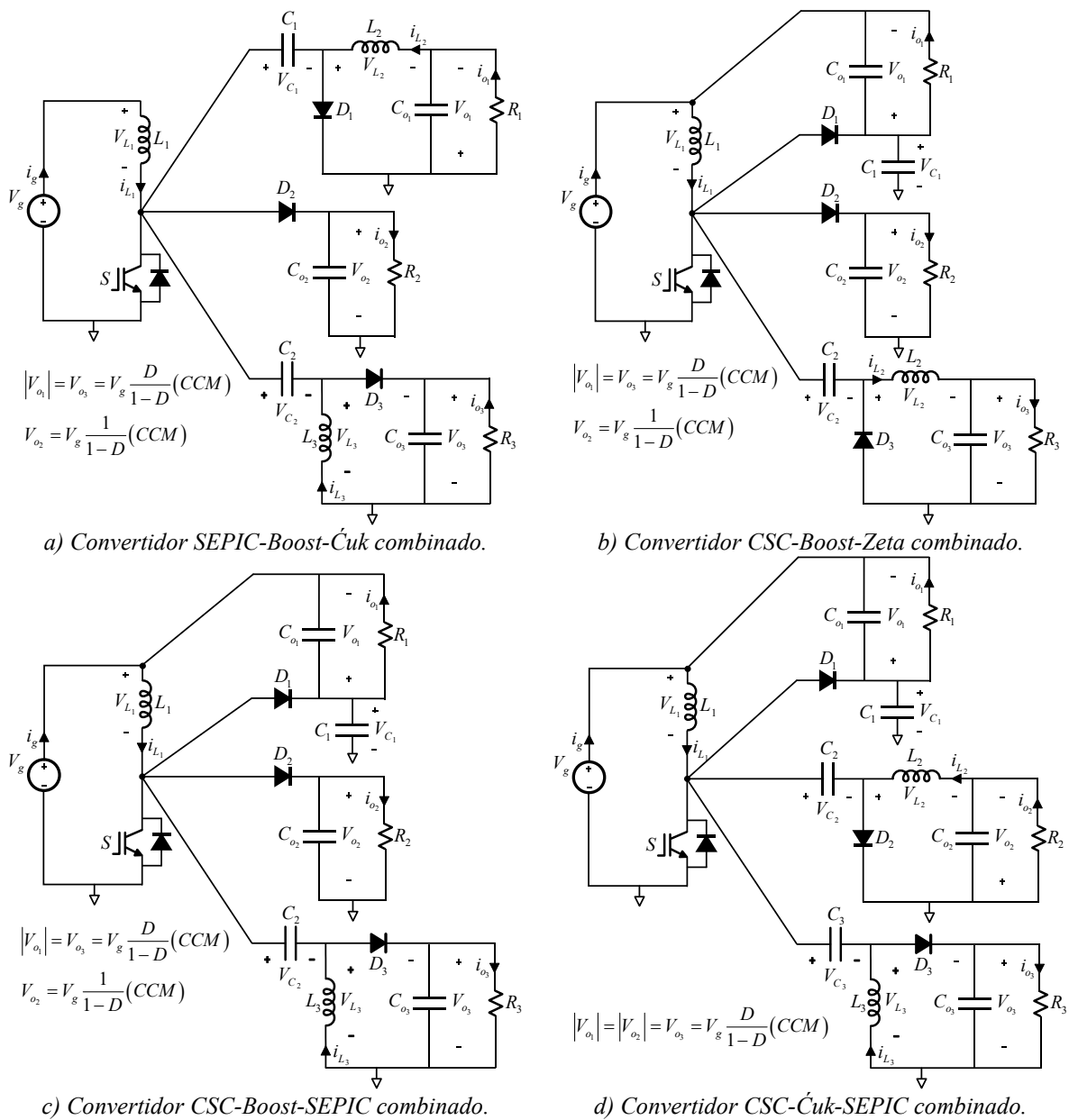


Figura 2.5. Convertidores combinados de tres salidas con interruptor al nodo común.

Estos convertidores disponen del terminal de referencia del interruptor de potencia conectado a tierra, salvo el convertidor CSC-Buck-Boost-Zeta de la Figura 2.6 en el que dicho terminal de referencia se encuentra flotante.

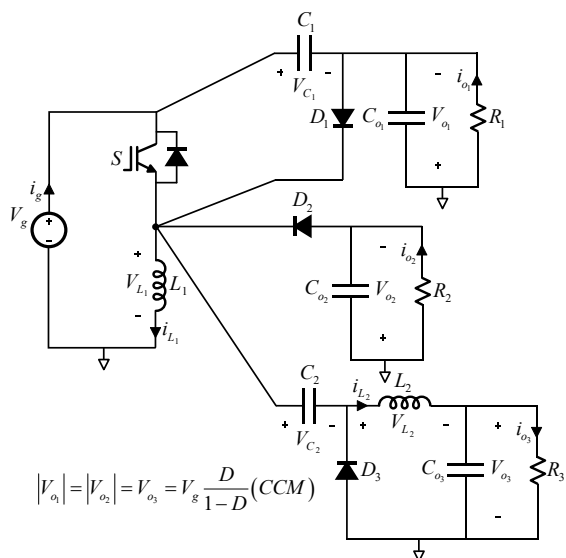


Figura 2.6. Convertidor CSC-Buck-Boost-Zeta combinado, con interruptor flotante.

Cada uno de estos convertidores puede alimentar hasta seis cargas con diferentes niveles de tensión. De esta forma, para la combinación SEPIC-Boost-Ćuk, se pueden conectar las diferentes cargas como se muestra en la Figura 2.7.

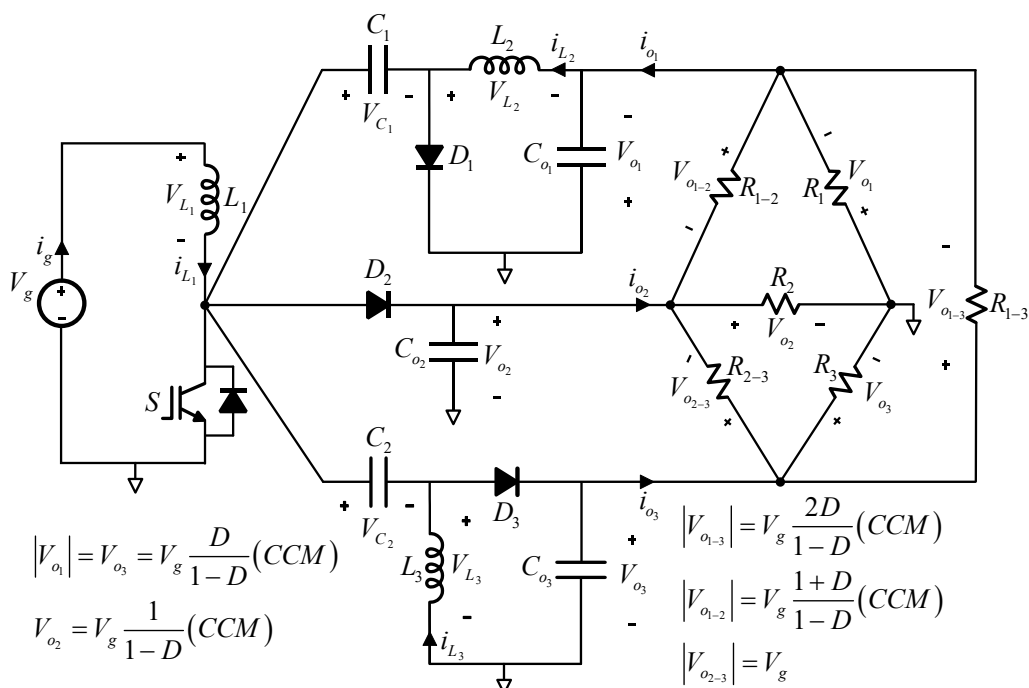


Figura 2.7. Convertidor combinado de tres salidas con seis cargas.

Las configuraciones de convertidores combinados de cuatro, cinco y seis salidas se muestran en las Figuras 2.8, 2.9 y 2.10 respectivamente. Estas tres configuraciones de convertidores combinados tienen una sola entrada, no utilizan transformador y emplean un solo interruptor de potencia. Como se muestra en la Figura 2.8 se pueden obtener cuatro salidas, dos de ellas con salida invertida y dos no invertidas. Todas, con relación de conversión reductora-elevadora, salvo la salida V_{o2} que es elevadora.

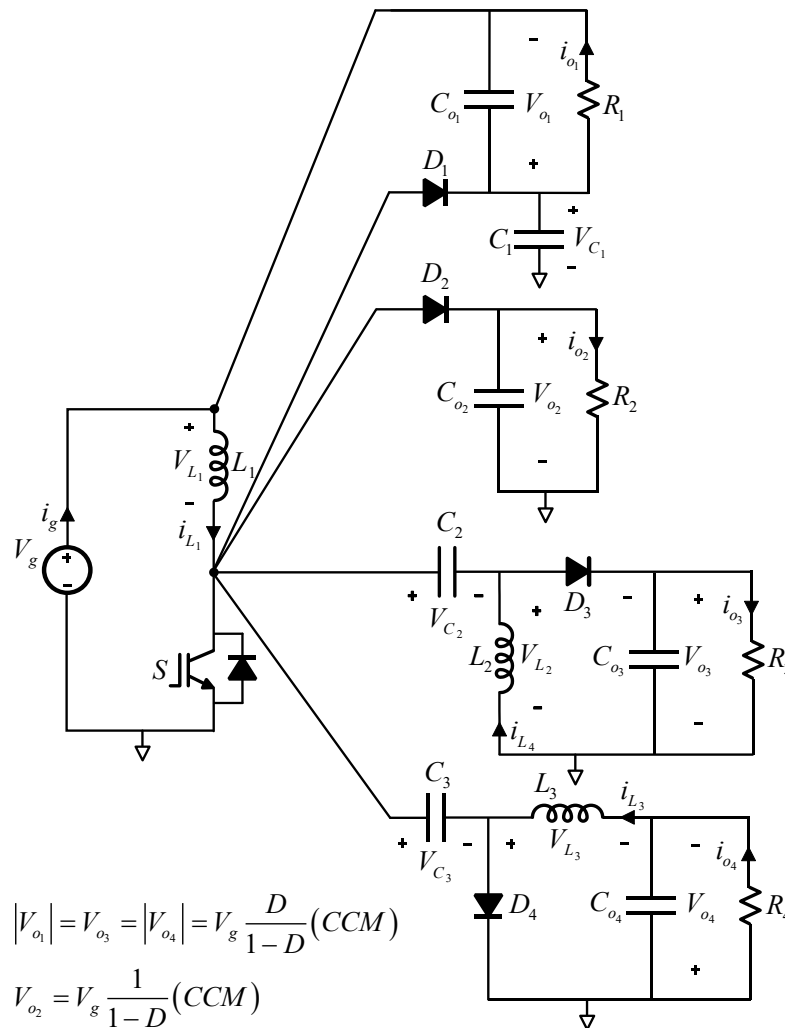


Figura 2.8. Convertidor combinado de cuatro salidas.

El convertidor de cinco salidas de la Figura 2.9, es el resultado de combinar los convertidores CC-CC Zeta, Buck-Boost, SEPIC, Boost y Cúk. Este convertidor tiene cuatro salidas con relación de conversión reductora-elevadora y una salida tipo elevadora, con tres salidas con polaridad no invertida, y dos con polaridad

invertida. En el convertidor de seis salidas mostrado en la Figura 2.10, además se ha añadido una salida tipo CSC, con relación de conversión reductora-elevadora y salida invertida.

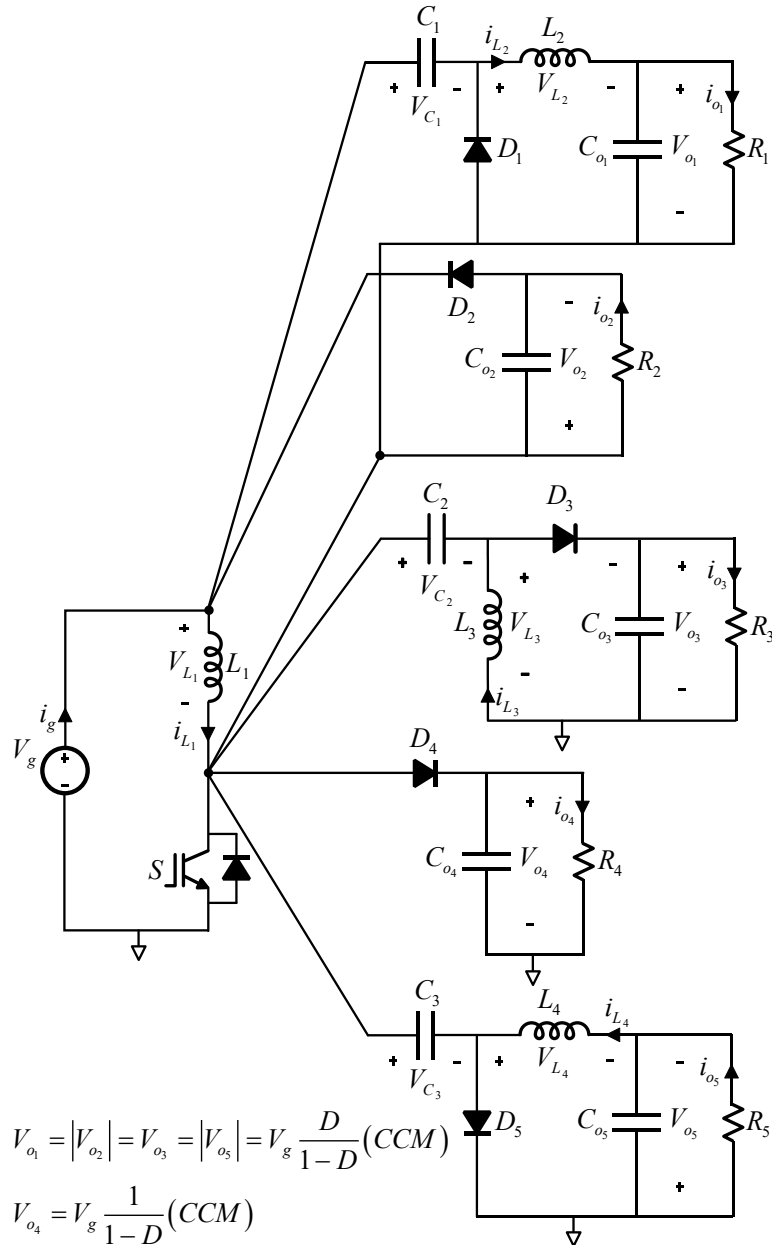


Figura 2.9. Convertidor combinado de cinco salidas.

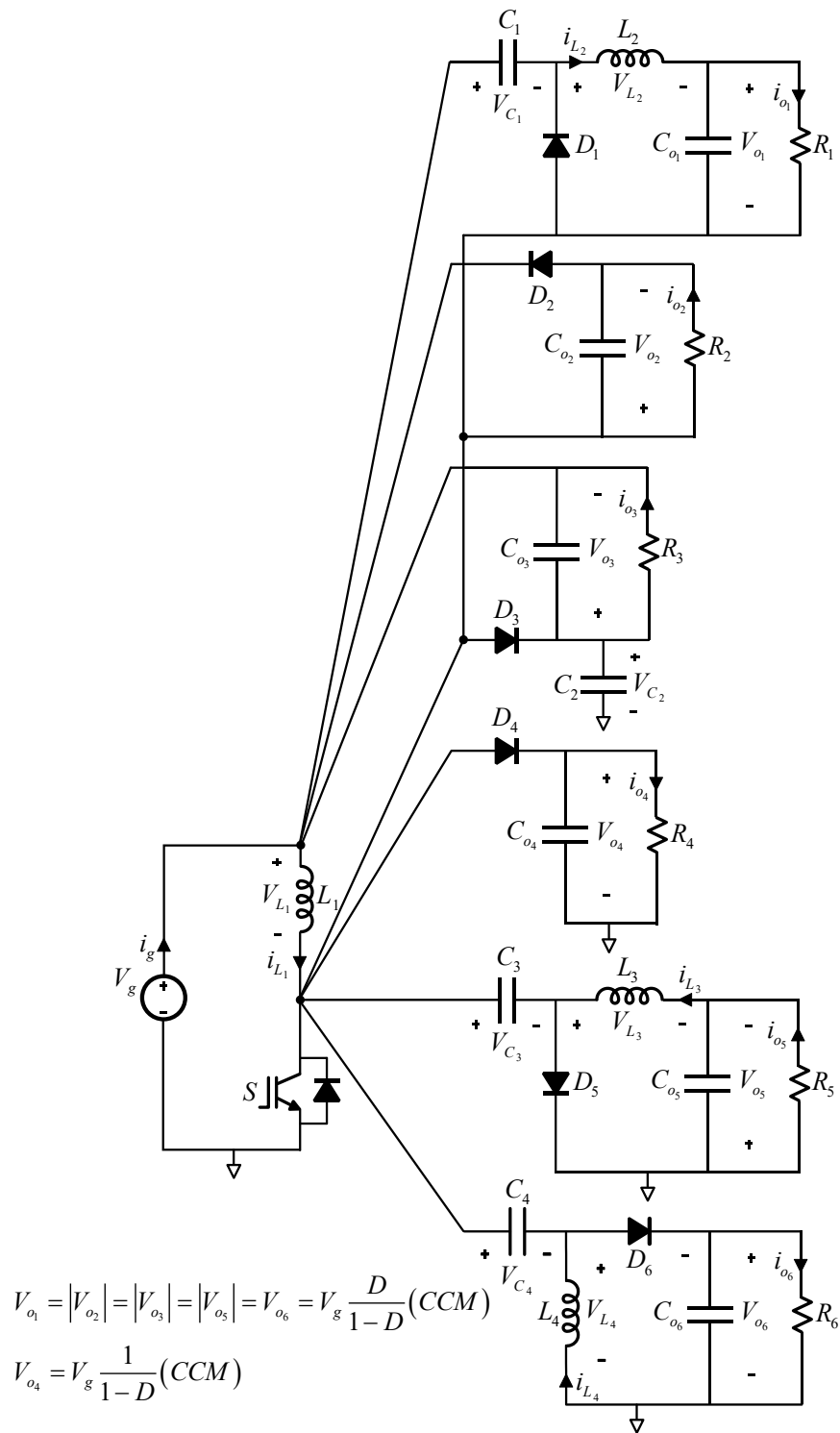


Figura 2.10. Convertidor combinado de seis salidas.

Una generalización de la metodología presentada en esta Tesis también permite obtener convertidores modulares con $2N$, $3N$, $4N$ y $6N$ salidas y una sola entrada, a partir de N módulos. En la Figura 2.11 se muestra un convertidor modular de $3N$ salidas formado por N módulos del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado de tres salidas.

Por otro lado, la Figura 2.12 muestra un convertidor modular de $3N$ salidas y una sola entrada, sin transformador y con un solo interruptor de potencia. En este caso, formado por N módulos del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado de tres salidas.

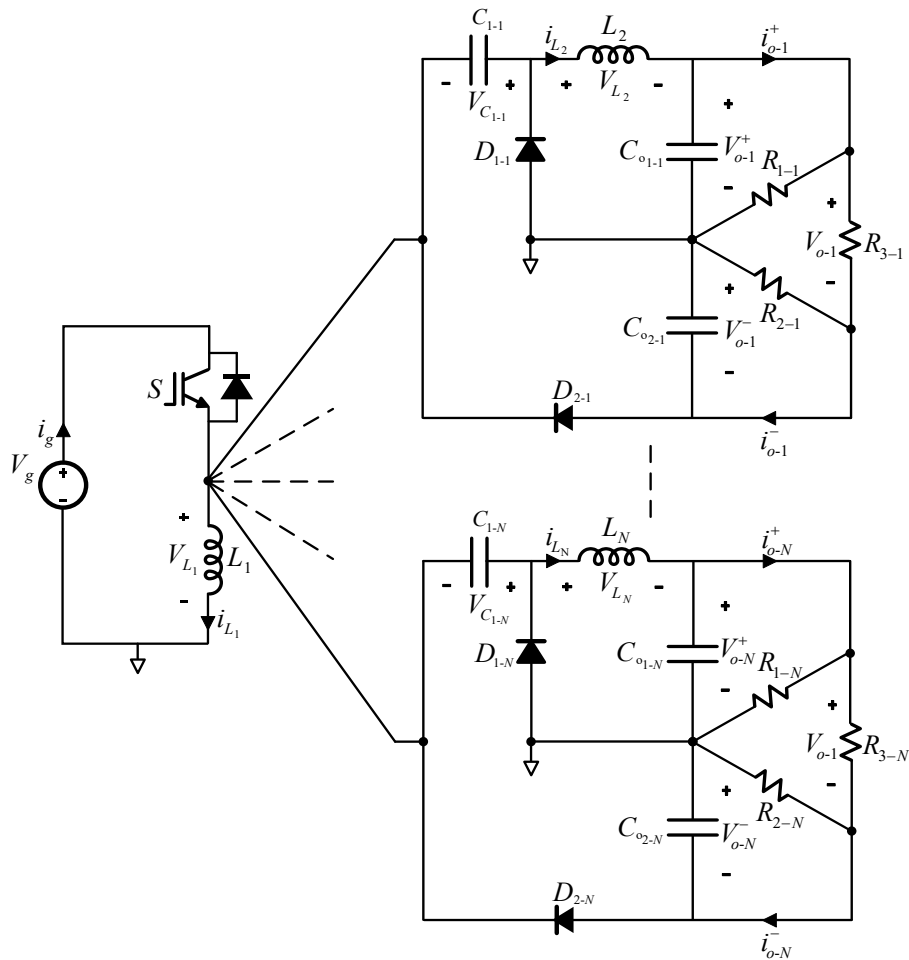


Figura 2.11. Convertidor de N módulos basado en el convertidor Zeta-Buck-Boost.

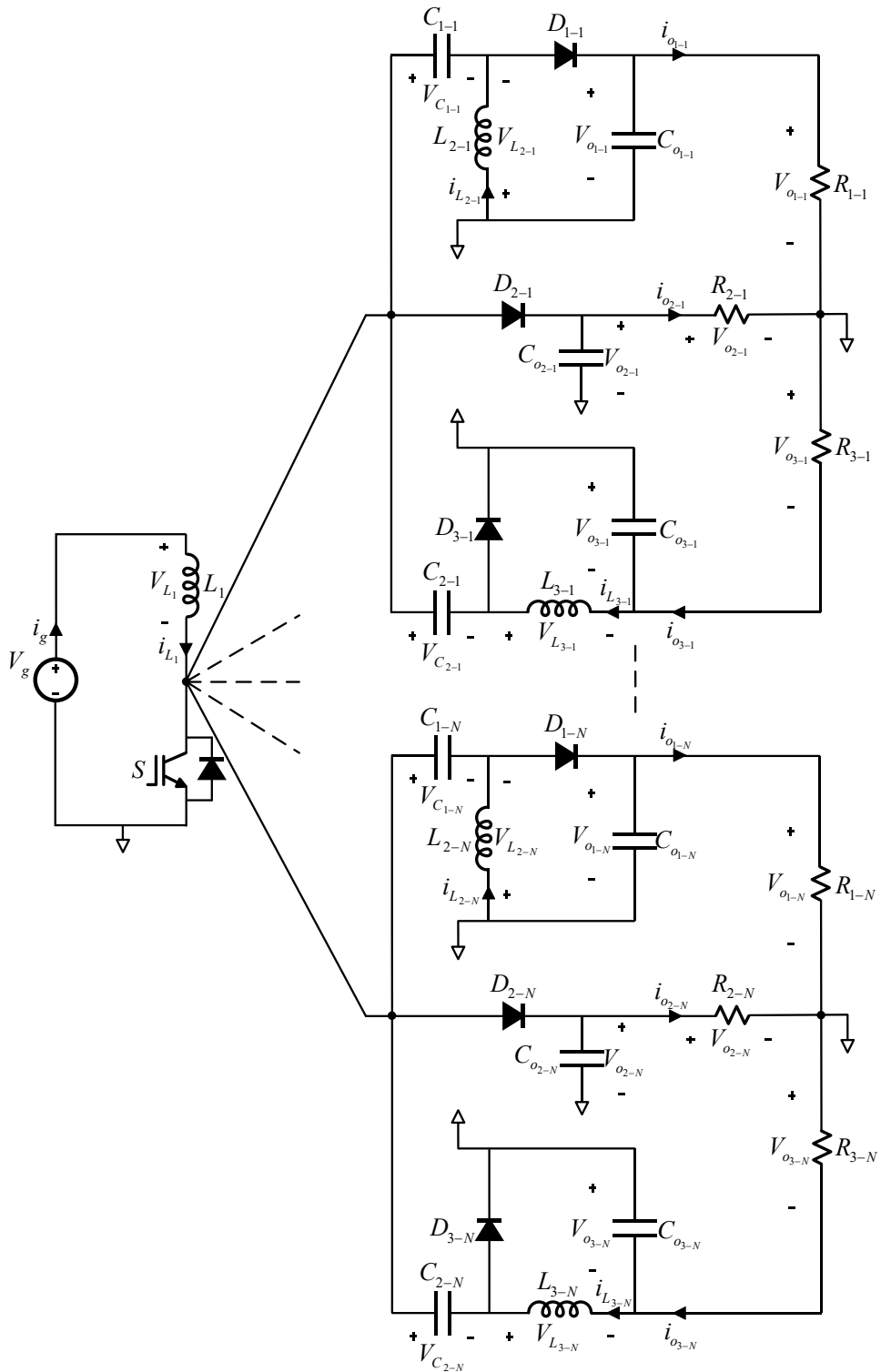


Figura 2.12. Convertidor de N módulos basado en el convertidor SEPIC-Boost-Ćuk.

2.2.4. Convertidores combinados intercalados de N fases

Para aplicaciones de alta potencia, la metodología presentada se puede extender a convertidores conectados en paralelo funcionando en modo intercalado (*Interleave Operation Mode, IOM*). En esta técnica, se conectan varios convertidores en paralelo trabajando a la misma frecuencia, pero con las señales de control desfasadas y distribuidas en el tiempo. Se consigue así, ventajas con respecto al control síncrono (en fase, todos los interruptores conmutando al mismo tiempo), principalmente debido a que la corriente suministrada por el generador de CC proporciona menor contenido armónico, menor rizado y menor interferencia electromagnética (*Electromagnetic Interference, EMI*). Además, se logra una mayor capacidad de transmisión de potencia sin disminuir el rendimiento.

La Figura 2.13 muestra N convertidores SEPIC-Ćuk combinados conectados en paralelo, con funcionamiento intercalado, tres cargas y una sola entrada, derivados de la metodología presentada en esta Tesis.

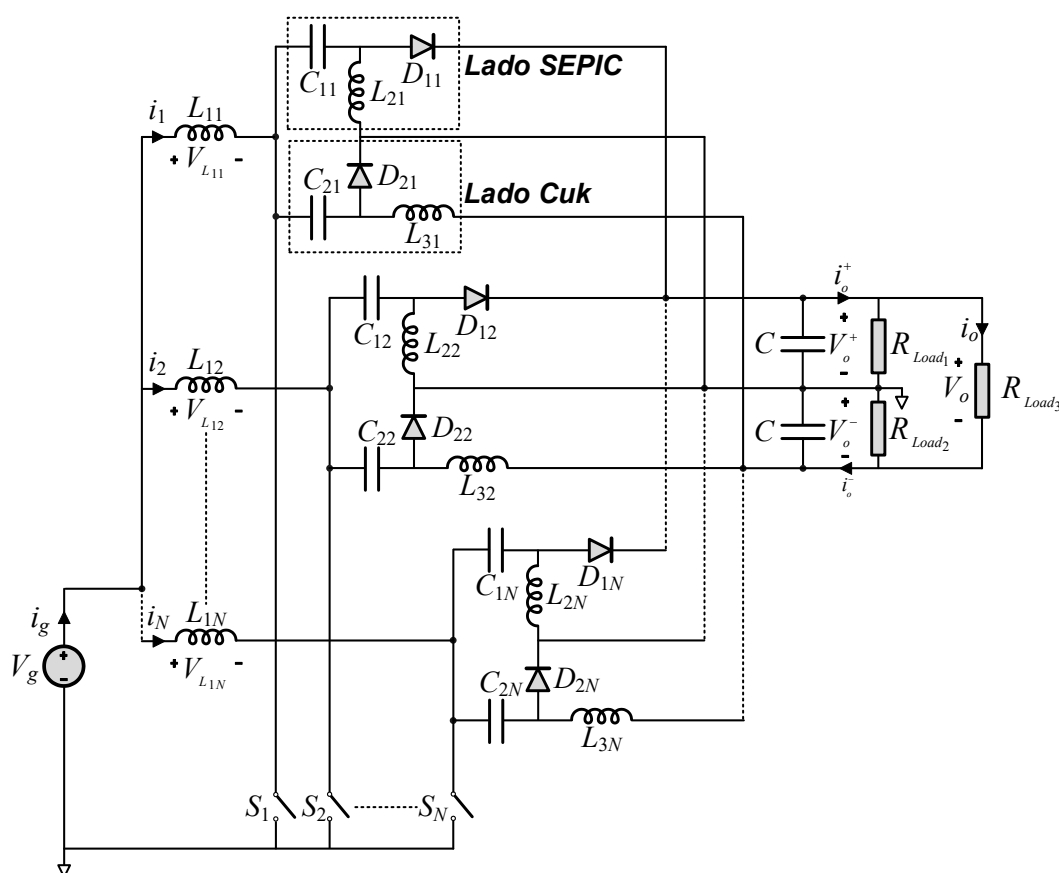


Figura 2.13. Convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de N fases.

La Figura 2.14 muestra N convertidores Zeta-Buck-Boost combinados conectados en paralelo con tres cargas con la posibilidad de funcionar en modo intercalado.

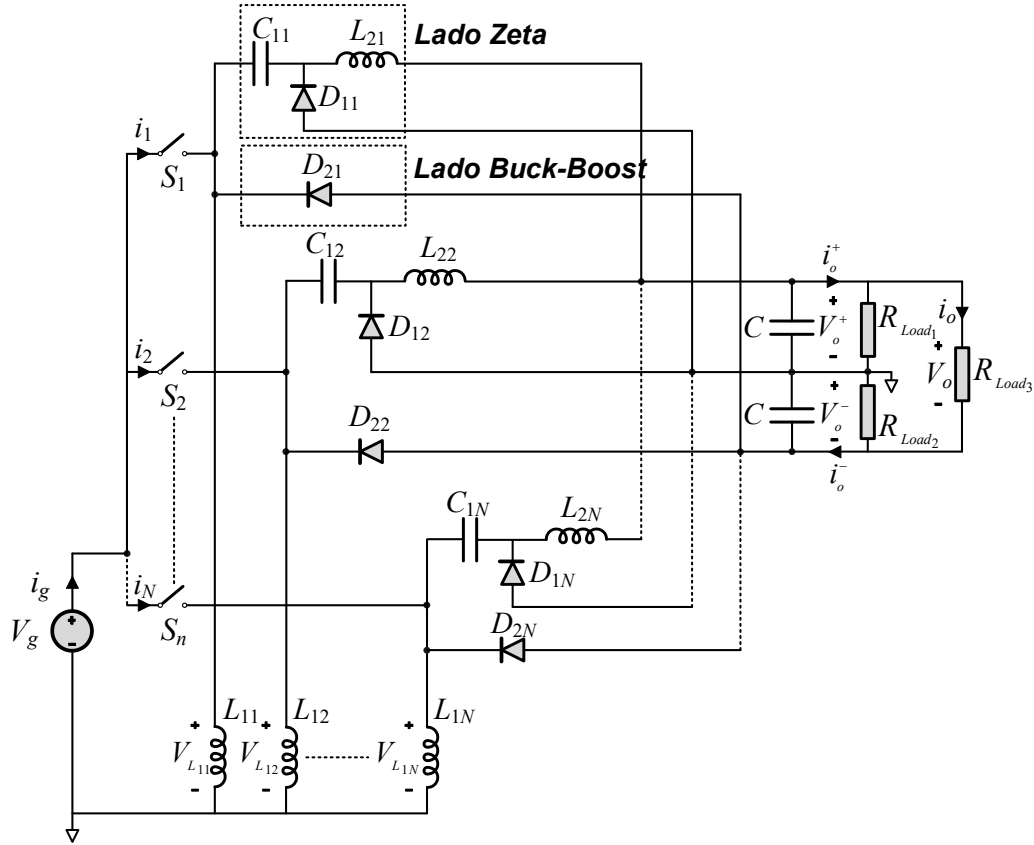


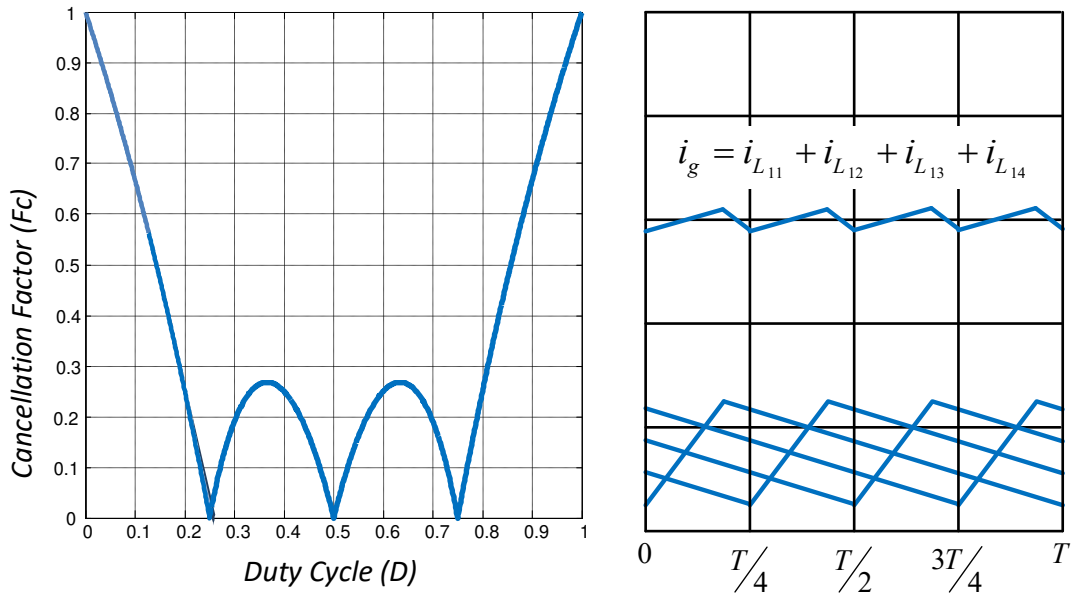
Figura 2.14. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado intercalado de N fases.

La reducción del rizado de corriente obtenido en IOM, se puede analizar mediante el factor de cancelación normalizado (F_c). Este parámetro está relacionado con el ciclo de trabajo (D) del convertidor, cuyo valor se encuentra entre 0 y 1. Los convertidores combinados intercalados de las Figuras 2.13 y 2.14, son del tipo reductor-elevador.

Con la técnica del intercalado, un mayor número de fases permite una mayor reducción del rizado de corriente; por el contrario, el circuito es más complejo. El número óptimo de convertidores para lograr una menor reducción del rizado de la corriente se puede evaluar a partir de la función que se muestra en la Figura 1.24.

Para un convertidor de 4 fases, con $N = 4$, el rizado de corriente se reduce en al menos un 75 % en el rango del ciclo de trabajo entre el 20 % y el 80 % como se

muestra en la Figura 2.15a. Para valores más altos de N , la reducción no es significativa y el número de componentes del circuito aumenta. La Figura 2.15b muestra el efecto de cancelación del rizado para un convertidor intercalado de cuatro fases. Para un ciclo de trabajo de 0,25, 0,5 y 0,75 el rizado se cancela completamente y la corriente suministrada por el generador es continua.



a) Factor de cancelación vs. ciclo de trabajo.

b) Cancelación del rizado de corrientes.

Figura 2.15. Cancelación del rizado de la corriente para convertidores intercalados de cuatro fases.

En este sentido, las Figuras 2.16 y 2.17 muestran las topologías de convertidores combinados intercalados para cuatro fases conectadas en paralelo SEPIC-Ćuk y Zeta-Buck-Boost respectivamente. Ambos convertidores combinados tienen una salida de tipo reductora-elevadora, donde el ciclo de trabajo puede variar en un rango entre 0 y 1 para la regulación de la tensión de salida. Esta variación del ciclo de trabajo puede provocar que la cancelación del rizado de corriente a la entrada no sea del 100%.

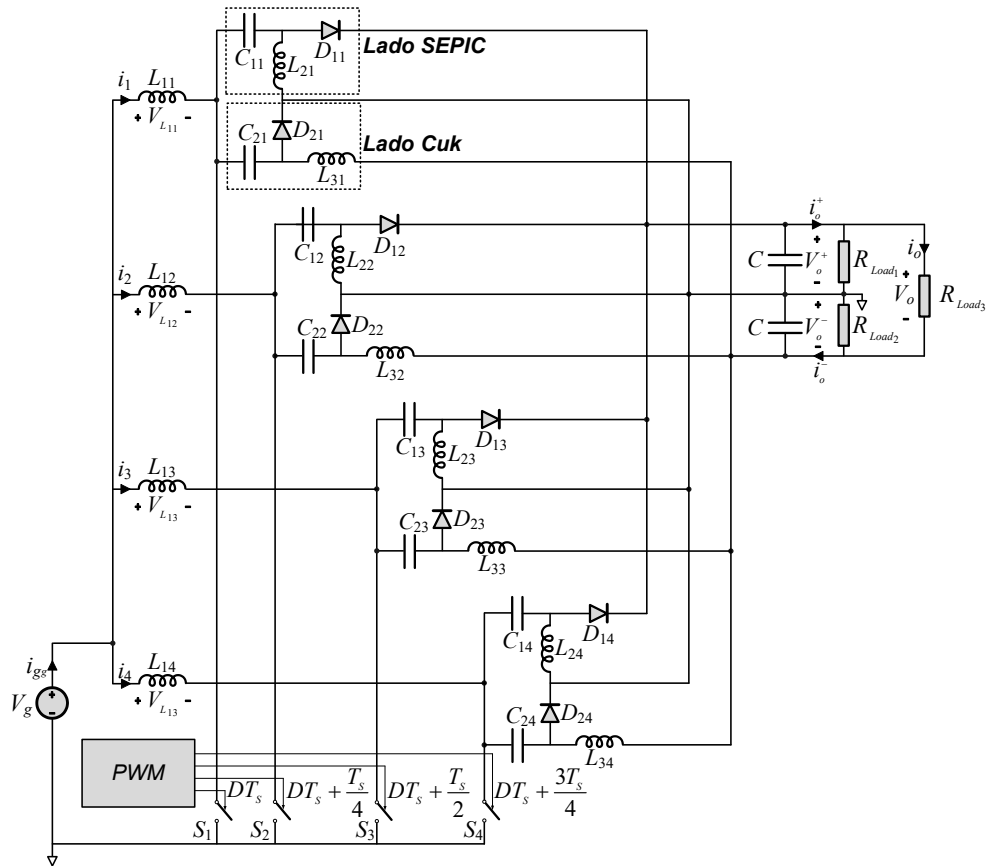


Figura 2.16. Convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de cuatro fases.

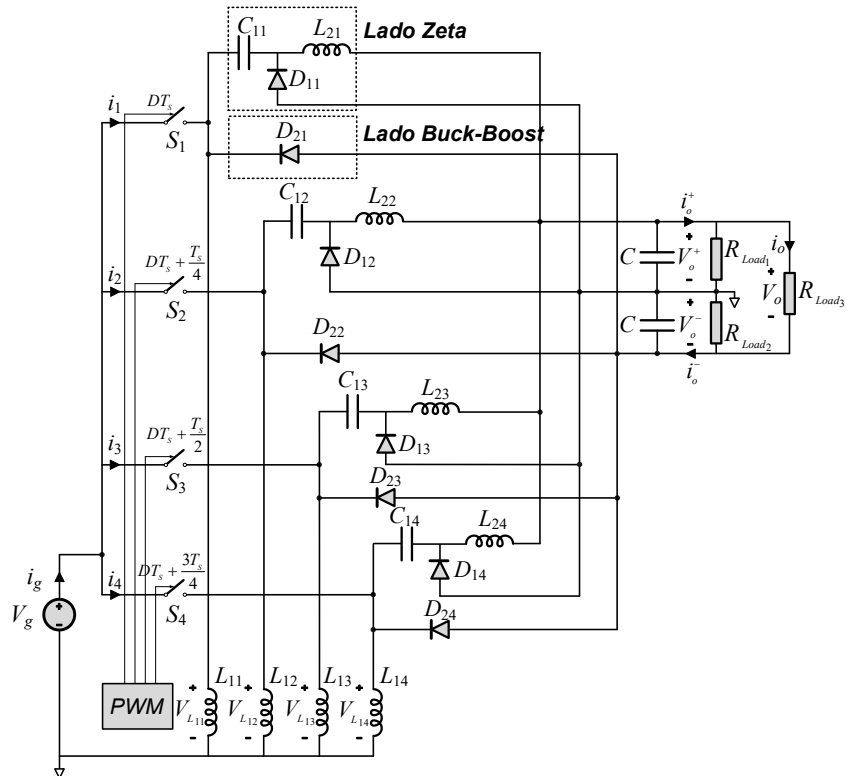


Figura 2.17. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado intercalado de cuatro fases.

2.3. Análisis y criterios de diseño

En el apartado anterior se ha descrito el modo de funcionamiento de los convertidores CC-CC combinados y se han obtenido las relaciones de conversión para cada configuración. Sin embargo, desde el punto de vista del diseño es necesario tener en cuenta otras consideraciones como:

- La determinación de los valores medios de intensidad y de tensión que deben soportar los elementos activos y los pasivos del convertidor combinado.
- El valor de la resistencia crítica ($R_{crit.}$), que define la banda o frontera entre los dos modos de funcionamiento del convertidor.
- La relación de conversión para los convertidores combinados en DCM, en la que influye tanto la topología de convertidor combinado obtenido, como el tipo de interconexión de las cargas a su salida.
- Las pautas de cálculo en el diseño de los inductores y los condensadores que forman el convertidor combinado, teniendo en cuenta el rizado de corriente y/o de tensión admisible.

El objetivo es disponer de una guía que facilite un criterio de diseño que permita la elección de las características del convertidor CC-CC combinado, y su implementación tanto a nivel de simulación como de un prototipo experimental. Asimismo, se consigue una forma de relacionar el comportamiento del convertidor con los parámetros de los elementos que lo configuran.

En este apartado se detalla el análisis teórico de siete de las configuraciones propuestas en el apartado anterior. Estas configuraciones están formadas por cinco convertidores combinados de una entrada y dos salidas de tipo bipolar, un convertidor combinado de tres salidas y uno de cinco salidas. Entre las configuraciones bipolares, se analizan dos formadas por cuatro fases de convertidores bipolares conectados en paralelo, por lo que es posible funcionar en modo intercalado (IOM). Este análisis puede ser aplicado al resto de configuraciones propuestas de convertidores CC-CC combinados.

2.3.1. Convertidor SEPIC-Ćuk combinado

El convertidor SEPIC-Ćuk combinado de una entrada y dos salidas de tipo bipolar se muestra en la Figura 2.2d para dos cargas y en la Figura 2.4b para tres cargas, donde la tercera carga se conecta entre los terminales positivo y negativo de manera que funciona con tensión de salida doble (carga bipolar).

Esta configuración, procede de la combinación del convertidor CC-CC conmutado SEPIC (Figura 2.18a) y Ćuk (Figura 2.18b). Esta topología es interesante puesto que permite obtener dos salidas con el mismo valor de tensión, pero distinta polaridad, a partir de una sola tensión de entrada, empleando un solo interruptor y un inductor en su entrada. La salida del lado Ćuk proporciona tensión negativa y la salida SEPIC tensión positiva. Esta característica lo hace útil para la alimentación de las dos líneas de una microrred CC bipolar.

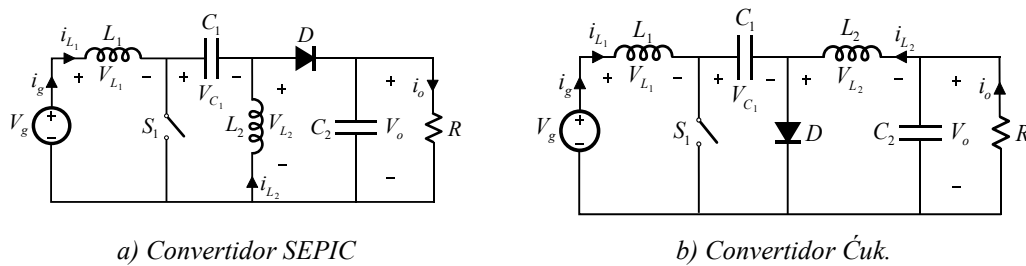


Figura 2.18. Convertidores CC-CC SISO: SEPIC y Ćuk.

Los convertidores SEPIC y Ćuk comparten características: tienen el mismo número de componentes, ambos convertidores funcionan mediante la transferencia de energía entre un condensador (C_1) y un inductor (L_1), ambos someten al mismo estrés de tensión al interruptor, la relación de conversión es la misma y su rendimiento es similar. Por otro lado, las tensiones de salida de ambas topologías son opuestas.

Desde el punto de vista del diseño del convertidor, el condensador de enlace del convertidor SEPIC puede ser de menor tamaño que el condensador de enlace del convertidor Ćuk. Esto se debe a que la tensión aplicada al condensador del SEPIC es igual a la tensión de entrada (V_g) mientras que en el condensador del Ćuk es la suma de tanto la tensión de entrada como la de salida ($V_g + V_o$). Otra característica

común es que la corriente de entrada es del tipo no pulsante para ambos convertidores. Sin embargo, la corriente de salida es no pulsante para el convertidor Cúk y pulsante para el convertidor SEPIC. Respecto a los inductores, la forma de onda de la tensión es idéntica para ambos convertidores, por lo que pueden compartir núcleo magnético. Así, el rizado de la corriente de entrada puede ser reducido acoplando magnéticamente los inductores.

El funcionamiento del convertidor se puede explicar a través de la Figura 2.19. Cuando el interruptor S está en conducción los diodos D_1 y D_2 están inversamente polarizados. En este intervalo de tiempo, el inductor L_1 almacena energía al conectarse directamente a la fuente. La energía almacenada en los condensadores C_1 y C_2 es transferida a las bobinas L_2 y L_3 y a los condensadores de salida, C_{o1} y C_{o2} , que alimentan a las cargas. En el intervalo en que el interruptor S está abierto, los diodos D_1 y D_2 entran en conducción. El inductor L_1 transfiere su energía a los condensadores C_1 y C_2 , y al mismo tiempo suministra energía a las cargas.

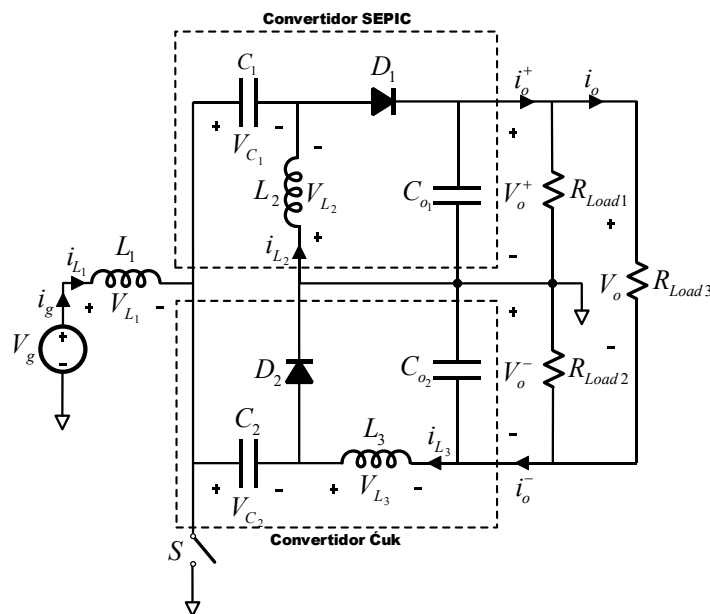


Figura 2.19. Convertidor SEPIC-Cúk combinado con tres cargas.

Durante este proceso los componentes del convertidor combinado están sometidos a diferentes tensiones e intensidades las cuales deben ser tenidas en cuenta en el diseño. La Tabla 2.3 muestra los valores medios de tensión e intensidad en cada uno de los componentes del convertidor SEPIC-Cúk combinado.

Tabla 2.3. Valores medios de tensión e intensidad en los componentes del convertidor SEPIC-Ćuk combinado.

	<i>Interruptor (S)</i>	<i>D₁</i>	<i>D₂</i>
Tensión en los semiconductores en no conducción	$V_g + V_o^+$	$V_g + V_o^+$	$V_g + V_o^-$
Corriente media en los semiconductores	$\frac{V_g D^2}{R_o \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{R_o^+ \cdot (1-D)}$	$\frac{V_g D}{R_o^- \cdot (1-D)}$
	<i>V_{C1}</i>	<i>V_{C2}</i>	
Tensión media en los condensadores	V_g	$V_g + V_o^-$	
	<i>I_{L1,AVG}</i>	<i>I_{L2,AVG}</i>	<i>I_{L3,AVG}</i>
Corriente media en las bobinas	$\frac{V_g D^2}{R_o \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{R_o^+ \cdot (1-D)}$	$\frac{V_g D}{R_o^- \cdot (1-D)}$

Donde: $\frac{1}{R_o} = \frac{1}{R_{Load_1}} + \frac{1}{R_{Load_2}} + \frac{4}{R_{Load_3}}$

$$\frac{1}{R_o^+} = \frac{1}{R_{Load_1}} + \frac{2}{R_{Load_3}}$$

$$\frac{1}{R_o^-} = \frac{1}{R_{Load_2}} + \frac{2}{R_{Load_3}}$$

El convertidor SEPIC-Ćuk combinado puede funcionar en dos modos de operación, según la corriente por la bobina se anule o no. En CCM la corriente no se anula en todo el periodo y en DCM lo hace durante una parte del mismo. En la mayoría de las aplicaciones en sistemas de potencia se suelen diseñar los convertidores para que trabajen en modo CCM, ya que tiene, entre otras ventajas, un mayor rendimiento. El funcionamiento en uno u otro modo depende de la resistencia de carga equivalente, el ciclo de trabajo (*D*), el periodo de conmutación (*T_S*) y el valor equivalente de los inductores elegidos para el convertidor.

Se puede definir la resistencia de carga crítica ($R_{crit.}$) a partir de la cual, el convertidor cambia de modo de conducción. Ésta se puede obtener mediante la expresión:

$$\frac{1}{R_{crit.}} = \frac{(1-D)^2 T_s}{2L_{eq}} \quad (2.3)$$

Donde,

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} \quad (2.4)$$

El convertidor funciona en modo DCM cuando:

$$R_o > R_{crit.} \quad (2.5)$$

El valor de la resistencia equivalente R_o , según la Tabla 2.3, se puede obtener mediante la siguiente ecuación:

$$\frac{1}{R_o} = \frac{1}{R_{Load_1}} + \frac{1}{R_{Load_2}} + \frac{4}{R_{Load_3}} \quad (2.6)$$

Otra forma de representar el valor crítico necesario para pasar de un modo a otro es empleando las variables adimensionales $K_{crit.}$ y K . Asimismo, las ecuaciones anteriores se pueden expresar de la siguiente forma:

$$K > K_{crit.} \Rightarrow \frac{2L_{eq}}{R_o T_s} > (1-D)^2 \quad (2.7)$$

Las relaciones de tensiones e intensidades de entrada y salida, para el convertidor combinado en modo CCM son:

$$\begin{aligned} V_o^+ = V_o^- = V_g \frac{D}{1-D}; \text{ con } V_o = V_o^+ + V_o^- \\ I_g = \frac{V_o}{R_o} \frac{D}{1-D} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Mientras que en modo DCM, la relación de conversión viene dada por:

$$V_o^+ = V_o^- = V_g D \sqrt{\frac{T_s R_o}{2 L_{eq}}}, \text{ con } V_o = V_o^+ + V_o^- \quad (2.9)$$
$$I_g = \frac{V_g D^2 T_s}{L_{eq}}$$

Donde el valor de R_o se obtiene mediante la expresión (2.6), y el valor de L_{eq} de la Ecuación (2.4).

El valor del rizado de la corriente de entrada admisible (Δi_{L1}) permite determinar la inductancia de L_1 necesaria. Teniendo en cuenta que el rizado de corriente pico a pico viene dado por la siguiente expresión:

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_g}{L_1} D T_s \quad (2.10)$$

Este rizado, se puede establecer como un porcentaje del valor medio de la corriente de entrada especificada. Un rizado de corriente en el inductor demasiado grande no es conveniente, ya que provoca picos de corriente elevados en la bobina y en el interruptor, incrementando las pérdidas de potencia del convertidor combinado y disminuyendo su rendimiento. Para los inductores L_2 y L_3 , el cálculo se realiza de manera que se cumpla que el convertidor funciona en modo CCM o DCM.

Los condensadores de enlace C_1 y C_2 para los lados SEPIC y Ćuk se seleccionan partiendo de la suposición de que la tensión que soportan es constante. La frecuencia de resonancia (ω_r) debe ser inferior a la frecuencia de conmutación (ω_s) para mantener una tensión constante. Por otro lado, para asegurar que el modo de funcionamiento del convertidor no sea ni cuasi resonante discontinuo (*Discontinuous Quasi-Resonant Mode*, DQRM) ni con tensión de condensador discontinua (*Discontinuous Capacitor Voltage Mode*, DCVM), la frecuencia de resonancia debe ser igualmente inferior a la frecuencia de conmutación. Se pueden obtener unos valores mínimos de capacidad para:

$$\begin{aligned} & \omega_s > \omega_r \\ \text{con } \omega_{r_1}^2 &= \frac{1}{C_1(L_1 + L_2)}, \text{ para el lado SEPIC,} \\ \omega_{r_2}^2 &= \frac{1}{C_2(L_1 + L_3)}, \text{ para el lado Cuk} \\ \text{Además: } & C_1 > \frac{D^2 T_s}{2 R_o^+} ; C_2 > \frac{D^2 T_s}{2 R_o^-} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Por otro lado, el rizado de la tensión en los condensadores de enlace C_1 y C_2 para unos valores de capacidad dados, se puede determinar mediante las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} \Delta v_{C_1} &= \frac{V_g \cdot D^2}{(1-D) \cdot R_o^+ \cdot C_1 \cdot f_s} \Rightarrow \frac{\Delta v_{C_1}}{V_o^+} = \frac{D}{R_o^+ \cdot C_1 \cdot f_s}, \text{ para el lado SEPIC} \\ \Delta v_{C_2} &= \frac{V_g \cdot D^2}{(1-D) \cdot R_o^- \cdot C_2 \cdot f_s} \Rightarrow \frac{\Delta v_{C_2}}{V_o^-} = \frac{D}{R_o^- \cdot C_2 \cdot f_s}, \text{ para el lado Cuk} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Por último, la selección de los condensadores de salida C_{o1} y C_{o2} puede hacerse en base a un rizado de tensión deseado. La relación entre la capacidad de salida y la tensión pico a pico viene dado por:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta v_o^+}{V_o^+} &= \frac{D}{R_o^+ \cdot C_{o_1} \cdot f_s}, \text{ para el lado SEPIC} \\ \frac{\Delta v_o^-}{V_o^-} &= \frac{(1-D)}{8 \cdot L_3 \cdot C_{o_2} \cdot f_s^2}, \text{ para el lado Cuk} \end{aligned} \quad (2.13)$$

El rizado de tensión, tanto para los condensadores de enlace como para los condensadores de salida, puede calcularse como un porcentaje de la tensión nominal correspondiente en cada caso. Se determina así, un valor mínimo de capacidad, o bien, se calcula el rizado de tensión para un valor de capacidad dado.

2.3.2. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado

Este convertidor se obtiene mediante la combinación de un convertidor Zeta (Figura 2.20a) y un Buck-Boost (Figura 2.20b). Ambos convertidores tienen en su entrada un interruptor y una bobina, la misma relación de conversión y tensiones

de salida, pero con polaridades opuestas. En la salida del Zeta la tensión es positiva, y en el lado Buck-Boost es negativa.

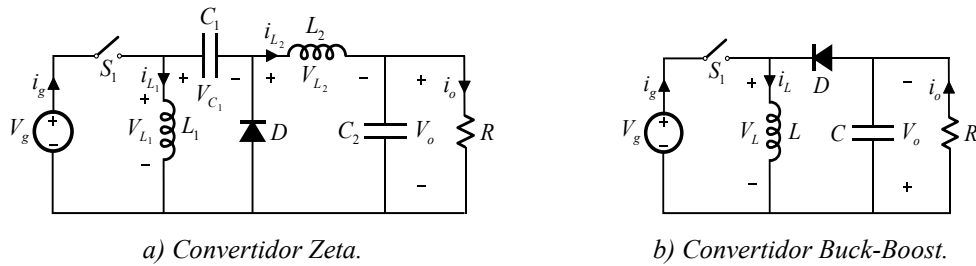


Figura 2.20. Convertidores CC-CC SISO: Zeta y Buck-Boost.

La Figura 2.21 muestra el resultado de combinar el convertidor Zeta y el convertidor Buck-Boost.

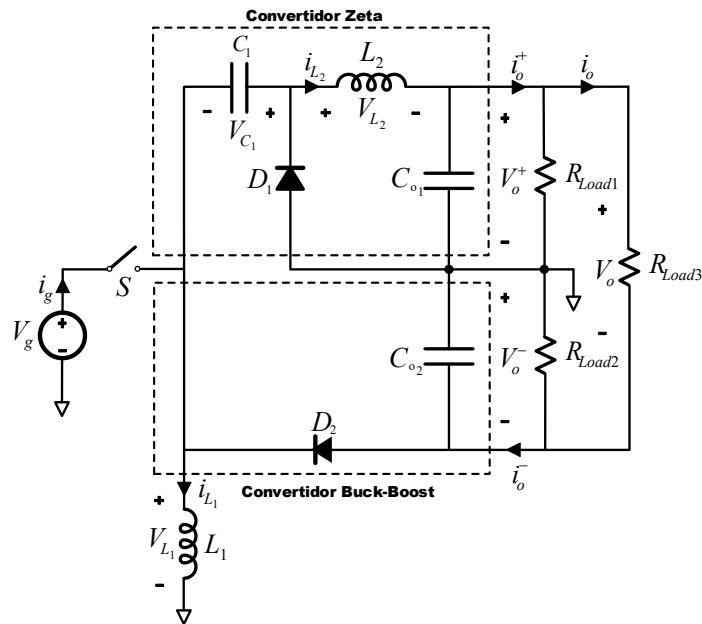


Figura 2.21. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado con tres salidas.

El funcionamiento del convertidor combinado se describe a continuación. Durante el intervalo en que el interruptor S está en conducción, los diodos D_1 y D_2 están polarizados inversamente. En este intervalo la energía suministrada por el generador es almacenada en la bobina L_1 . La bobina L_2 también almacena energía, debido a la descarga del condensador C_1 , y los condensadores de salida C_{o1} y C_{o2} suministran energía a la carga. Cuando el interruptor S está en no conducción, los diodos D_1 y D_2 pasa a conducción, la bobina L_1 transfiere su energía al condensador

C_1 y C_{o2} y la bobina L_2 transfiere energía al C_{o1} , al mismo tiempo que los dos condensadores de salida suministran energía a la carga.

Desde el punto de vista del diseño, la corriente de entrada es pulsante tanto en la entrada del lado Zeta como en el Buck-Boost. En cuanto a la corriente de salida, el convertidor Zeta tiene una corriente no pulsante y el Buck-Boost pulsante. Los valores medios de tensión e intensidad en cada uno de los componentes del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado se muestran en la Tabla 2.4.

Tabla 2.4. Valores medios de tensiones e intensidades en los componentes del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado.

	<i>Interruptor (S)</i>	D_1	D_2
Tensión en los semiconductores en no conducción	$V_g + V_o^+$	$V_g + V_o^+$	$V_g + V_o^-$
Corriente media en los semiconductores	I_g	$\frac{V_g D}{R_o^+ \cdot (1-D)}$	$\frac{V_g D}{R_o^- \cdot (1-D)}$
	V_{C1}	V_{Co1}	V_{Co2}
Tensión media en los condensadores	V_o^+	V_o^+	V_o^-
	$I_{L1,AVG}$	$I_{L2,AVG}$	
Corriente media en las bobinas	I_g	$\frac{V_o^+}{R_o^+}$	

$$\text{Donde: } \frac{1}{R_o^+} = \frac{1}{R_{Load_1}} + \frac{2}{R_{Load_3}}$$

$$\frac{1}{R_o^-} = \frac{1}{R_{Load_2}} + \frac{2}{R_{Load_3}}$$

El convertidor Zeta-Buck-Boost combinado puede funcionar en dos modos de operación, CCM y DCM, según si la corriente por la bobina pasa por cero o mantiene un nivel de carga entre los periodos. El funcionamiento en un modo u otro se determina a partir de la resistencia de carga equivalente, del ciclo de trabajo (D), del periodo de conmutación (T_S) y del valor de la inductancia equivalente del

convertidor combinado. Se puede definir una resistencia de carga crítica $R_{crit.}$ a partir de la cual el convertidor cambia de modo de conducción. Ésta se puede obtener mediante la expresión:

$$\frac{1}{R_{crit.}} = \frac{(1-D)^2 T_S}{2L_{eq}} \quad (2.14)$$

Donde,

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \quad (2.15)$$

El convertidor funciona en modo DCM cuando se cumple:

$$R_{eq} > R_{crit.} \quad (2.16)$$

El valor de la resistencia equivalente (R_{eq}) se puede calcular a partir de las resistencias de carga mediante la siguiente ecuación:

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_{Load_1}} + \frac{1}{R_{Load_2}} + \frac{4}{R_{Load_3}} \quad (2.17)$$

Así, en modo CCM se cumplirán las relaciones de tensiones e intensidades:

$$V_o^+ = V_o^- = V_g \frac{D}{1-D}; \quad V_o = V_o^+ + V_o^-; \quad I_g = \frac{V_o}{R_{eq}} \frac{D}{1-D} \quad (2.18)$$

Y en modo DCM:

$$V_o^+ = V_o^- = V_g D \sqrt{\frac{T_S R_{eq}}{2L_{eq}}}; \quad V_o = V_o^+ + V_o^-; \quad I_g = \frac{V_g D^2 T_S}{2L_{eq}} \quad (2.19)$$

El rizado de corriente por el inductor de entrada (L_1) y por el inductor del lado Zeta (L_2) viene dado por:

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_g}{L_1} DT_S; \quad \Delta i_{L_2} = \frac{V_g}{L_2} DT_S \quad (2.20)$$

La componente CC de la corriente por las bobinas depende de las resistencias de carga, mientras que el rizado de corriente (Δi_{L1} y Δi_{L2}) no depende de estos valores. Cuando aumenta el valor de la resistencia de carga, la componente de CC

de la corriente por las bobinas disminuye, pero el rizado se mantiene, como refleja la ecuación anterior.

Para el diseño tanto del condensador de enlace C_1 , como de los condensadores de salida C_{o1} y C_{o2} , se eligen valores que permitan tener un bajo rizado de tensión.

2.3.3. Convertidor Zeta-CSC combinado

Este convertidor se obtiene mediante la combinación de un convertidor Zeta (Figura 2.22a) y un convertidor CSC (Figura 2.22b). Ambos convertidores tienen en su entrada un interruptor y una bobina, la misma relación de conversión y tensiones de salida, pero con polaridades opuestas. Al igual que el convertidor SEPIC-Ćuk y el convertidor Zeta-Buck-Boost combinados, es un convertidor de una entrada y salida bipolar. La Figura 2.23 muestra el circuito que resulta de combinar los convertidores Zeta y CSC.

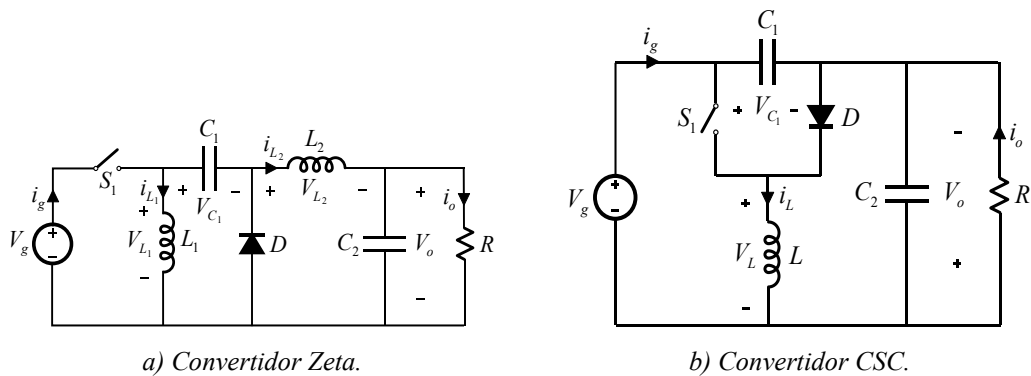


Figura 2.22. Convertidores CC-CC SISO: Zeta y CSC.

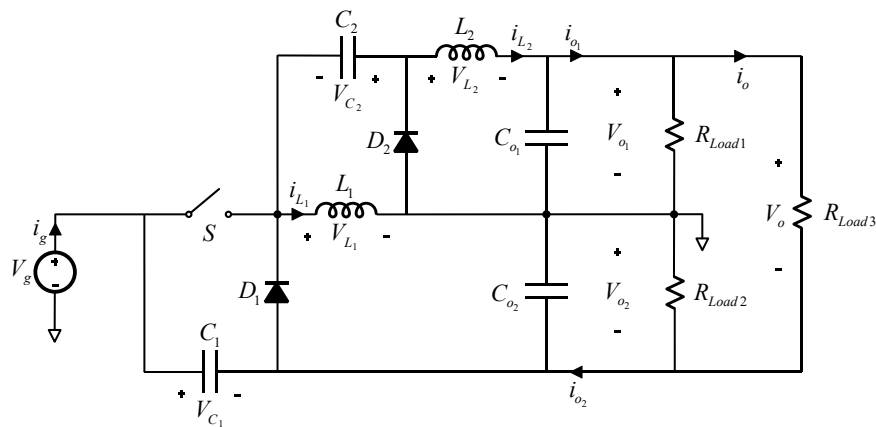


Figura 2.23. Convertidor Zeta-CSC combinado con tres cargas.

El funcionamiento del convertidor Zeta-CSC combinado puede describirse teniendo en cuenta la Figura 2.23. Cuando el interruptor S está en conducción los diodos no conducen. La fuente de tensión de entrada suministra energía que se almacena en L_1 , mientras C_1 transfiere energía a la carga R_{Load1} y C_{o1} . Durante este intervalo, C_2 suministra energía a L_2 , a C_{o2} y a la carga R_{Load2} . Cuando el interruptor S está abierto, la energía almacenada en la bobina L_1 se transfiere a los condensadores C_1 y C_2 a través de los diodos D , C_{o1} transfiere energía a la carga del lado del convertidor CSC y L_2 suministra energía al condensador C_{o2} y a la carga del lado del convertidor Zeta.

La corriente de entrada y la de salida por el terminal negativo son pulsantes, mientras que la salida positiva es no pulsante. Los valores medios de tensión e intensidad en cada uno de los componentes del convertidor Zeta-CSC combinado se resumen en la Tabla 2.5.

Tabla 2.5. Valores medios de tensiones e intensidades en los componentes del convertidor Zeta-CSC combinado.

	Interruptor (S)	D₁	D₂
Tensión en los semiconductores en no conducción	$V_g + V_o^+$	$V_g + V_o^-$	$V_g + V_o^+$
Corriente media en los semiconductores	I_g	$\frac{V_o^-}{R_o^-}$	$\frac{V_o^+}{R_o^+}$
	V_{C1}	V_{C2}	
Tensión media en los condensadores	$V_o^+ + V_g$	V_o^+	
	I_{L1,AVG}	I_{L2,AVG}	
Corriente media en las bobinas	$I_g + \frac{V_o^-}{R_o^-}$	$\frac{V_o^+}{R_o^+}$	
Donde: $\frac{1}{R_o^-} = \frac{1}{R_{Load1}} + \frac{2}{R_{Load3}}$; $\frac{1}{R_o^+} = \frac{1}{R_{Load2}} + \frac{2}{R_{Load3}}$			

El convertidor Zeta-CSC combinado puede funcionar en dos modos de operación, CCM y DCM, según que la corriente por la bobina se anule o no durante un periodo. El valor de la resistencia crítica $R_{crit.}$ que determina el límite entre estos modos de funcionamiento se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$\frac{1}{R_{crit.}} = \frac{(1-D)^2 T_S}{2 L_{eq}} \quad (2.21)$$

Donde:

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \quad (2.22)$$

De forma que el convertidor funciona en modo DCM cuando se cumple:

$$R_{eq} > R_{crit.} \quad (2.23)$$

Donde el valor de la resistencia equivalente (R_{eq}) se puede calcular a partir de las resistencias de carga mediante la siguiente ecuación:

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_{Load_1}} + \frac{1}{R_{Load_2}} + \frac{4}{R_{Load_3}} \quad (2.24)$$

Para el modo CCM la relación de conversión de corriente y de tensión resulta:

$$V_o^+ = V_o^- = V_g \frac{D}{1-D} ; I_g = \frac{V_o^+}{R_{eq}} \frac{D}{1-D} ; V_o = V_o^+ + V_o^- \quad (2.25)$$

En modo DCM la relación de conversión de corriente y de tensión es la siguiente:

$$V_o^+ = V_o^- = V_g D \sqrt{\frac{T_S R_{eq}}{2 L_{eq}}} ; I_g = \frac{V_g D^2 T_S}{2 L_{eq}} ; V_o = V_o^+ + V_o^- \quad (2.26)$$

El rizado de corriente por el inductor de entrada L_1 y por el inductor del lado Zeta L_2 , viene dado por:

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_g}{L_1} D T_S ; \Delta i_{L_2} = \frac{V_g}{L_2} D T_S \quad (2.27)$$

El diseño de los inductores L_1 y L_2 , además de determinar el valor del rizado de la corriente, afecta al modo de conducción del convertidor combinado.

Para el diseño tanto de los condensadores de enlace C_1 , C_2 , como de los condensadores de salida C_{o1} y C_{o2} , se seleccionan valores que permitan tener un bajo rizado de tensión.

2.3.4. Convertidor de una entrada y 3 salidas: SEPIC-Boost-Ćuk combinado

Esta topología se obtiene mediante la combinación de los convertidores CC-CC de una entrada y una salida de tipo SEPIC, Boost y Ćuk (Figura 2.24) dado que comparten características en su etapa de entrada. Esta configuración permite obtener tres salidas de tensión simple, que combinadas, pueden resultar en seis valores de tensión diferentes.

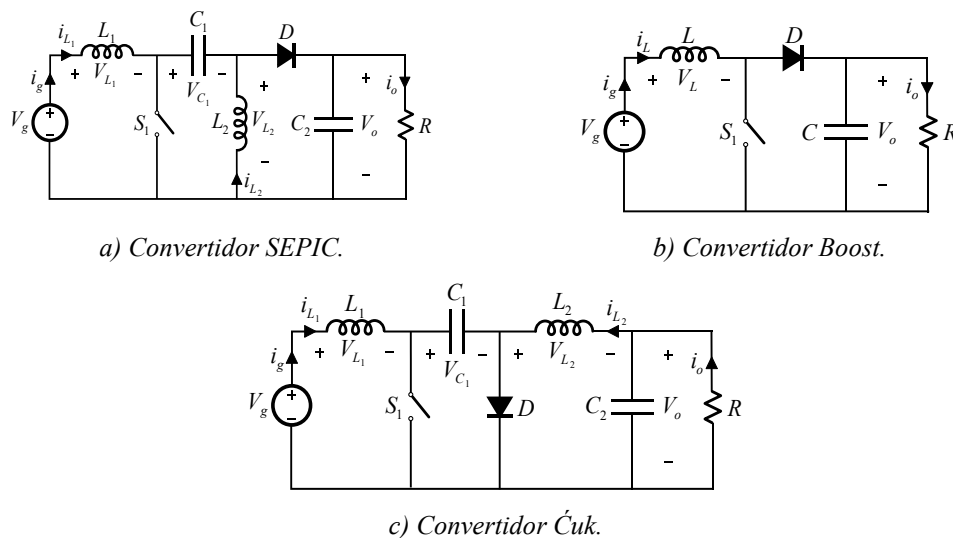


Figura 2.24. Convertidores CC-CC SISO: SEPIC, Boost y Ćuk.

En estado estacionario, el convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado funciona de la siguiente manera: cuando el interruptor S conduce, la energía suministrada por la fuente de alimentación se almacena en L_1 . Los inductores L_2 y L_3 también almacenan energía debido a la descarga de los condensadores C_1 y C_2 . Durante este intervalo, los diodos D_1 , D_2 y D_3 no conducen y la energía suministrada a las cargas es proporcionada por los condensadores de salida C_{o1} , C_{o2} y C_{o3} . Cuando el

interrupción de potencia S no conduce, los inductores recargan los condensadores a través de los diodos y se suministra energía a la carga.

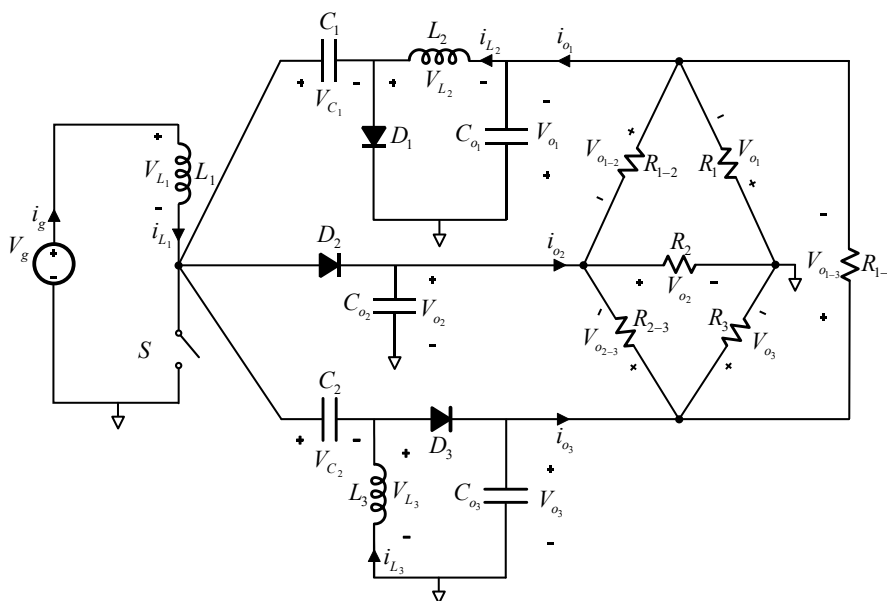


Figura 2.25. Convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado con seis salidas.

El funcionamiento del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado hace que sus componentes estén sometidos a diferentes valores de tensión e intensidad. La Tabla 2.6 muestra los valores medios de las corrientes, las tensiones en no conducción y las tensiones medias en cada componente, para la configuración de seis cargas. Estos parámetros permiten establecer las condiciones de operación, el tamaño de los elementos y la elección de los dispositivos que configuran el convertidor combinado.

Una generalización de la Tabla 2.6 permite dimensionar convertidores modulares de N bloques como el mostrado en la Figura 2.11. En cuyo caso, sólo los términos asociados a la corriente están afectados por la conexión de los módulos, sin que varíen los términos de tensión. La Tabla 2.7 muestra los valores medios de las intensidades por los elementos semiconductores y bobinas que configuran el convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado formado por N módulos con seis cargas en términos de corriente.

Capítulo 2. Desarrollo de Convertidores CC-CC Combinados

Tabla 2.6. Valores medios de tensiones e intensidades en los componentes del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado con seis cargas.

	<i>Interruptor (S)</i>	<i>D₁</i>	<i>D₂</i>	<i>D₃</i>
Tensión en los semiconductores en no conducción	$\frac{V_g}{(1-D)}$	$V_g + V_{o_1}$	V_{o_2}	$V_g + V_{o_3}$
Corriente media en los semiconductores	$I_{S,AVG} = \frac{V_g \cdot D^2}{(1-D)^2} \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{D \cdot R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{4}{R_{1-3}} + \frac{2(1+D)}{D \cdot R_{1-2}} \right]$	$I_{D1,AVG} = \frac{V_g \cdot D}{(1-D)} \left[\frac{1}{R_1} + \frac{2}{R_{1-3}} + \frac{(1+D)}{D \cdot R_{1-2}} \right]$	$I_{D2,AVG} = \frac{V_g}{(1-D)} \left[\frac{(1+D)}{R_{1-2}} + \frac{1}{R_2} + \frac{(1-D)}{R_{2-3}} \right]$	$I_{D3,AVG} = \frac{V_g \cdot D}{(1-D)} \left[\frac{2}{R_{1-3}} + \frac{(D-1)}{D \cdot R_{2-3}} + \frac{1}{R_3} \right]$
Tensión media en los condensadores	V_{C1}	V_{C2}		
	$V_g + V_{o_1}$	V_g		
Corriente media en las bobinas	$I_{L1,AVG} = \frac{V_g \cdot D^2}{(1-D)^2} \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{D^2 R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{(1+D)^2}{D^2 \cdot R_{1-2}} + \frac{4}{R_{1-3}} + \frac{(1-D)^2}{D^2 \cdot R_{2-3}} \right]$	$I_{L2,AVG} = \frac{V_g \cdot D}{(1-D)} \left[\frac{1}{R_1} + \frac{2}{R_{1-3}} + \frac{(1+D)}{D \cdot R_{1-2}} \right]$	$I_{L3,AVG} = \frac{V_g \cdot D}{(1-D)} \left[\frac{1}{R_3} + \frac{2}{R_{1-3}} + \frac{(D-1)}{D \cdot R_{2-3}} \right]$	

Tabla 2.7. Intensidades en los componentes del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado formado por N módulos con seis cargas.

<i>Corriente media en los semiconductores</i>	
$I_{S,AVG}$	$= \frac{V_g \cdot D^2}{(1-D)^2} \sum_1^N \left[\frac{1}{R_{1-N}} + \frac{1}{D \cdot R_{2-N}} + \frac{1}{R_{3-N}} + \frac{4}{R_{1-3N}} + \frac{2(1+D)}{D \cdot R_{1-2N}} \right]$
$I_{D1-N,AVG}$	$= \frac{V_g \cdot D}{(1-D)} \sum_1^N \left[\frac{1}{R_{1-N}} + \frac{2}{R_{1-3N}} + \frac{(1+D)}{D \cdot R_{1-2N}} \right]$
$I_{D2-N,AVG}$	$= \frac{V_g}{(1-D)} \sum_1^N \left[\frac{(1+D)}{R_{1-2N}} + \frac{1}{R_{2-N}} + \frac{(1-D)}{R_{2-3N}} \right]$
$I_{D3-N,AVG}$	$= \frac{V_g \cdot D}{(1-D)} \sum_1^N \left[\frac{2}{R_{1-3N}} + \frac{(D-1)}{D \cdot R_{2-3N}} + \frac{1}{R_{3-N}} \right]$
<i>Corriente media en las bobinas</i>	
$I_{L1,AVG}$	$= \frac{V_g \cdot D^2}{(1-D)^2} \sum_1^N \left[\frac{1}{R_{1-N}} + \frac{1}{D^2 R_{2-N}} + \frac{1}{R_{3-N}} + \frac{(1+D)^2}{D^2 \cdot R_{1-2N}} + \frac{4}{R_{1-3N}} + \frac{(1-D)^2}{D^2 \cdot R_{2-3N}} \right]$
$I_{L2-N,AVG}$	$= \frac{V_g \cdot D}{(1-D)} \sum_1^N \left[\frac{1}{R_{1-N}} + \frac{2}{R_{1-3N}} + \frac{(1+D)}{D \cdot R_{1-2N}} \right]$
$I_{L3-N,AVG}$	$= \frac{V_g \cdot D}{(1-D)} \sum_1^N \left[\frac{1}{R_{3-N}} + \frac{2}{R_{1-3N}} + \frac{(D-1)}{D \cdot R_{2-3N}} \right]$

El convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado puede trabajar en dos modos de funcionamiento, CCM o DCM, en función de la corriente por el inductor de entrada. Las salidas de tipo reductoras/elevadoras, es decir, las correspondientes a las salidas SEPIC y Ćuk, funcionan en CCM cuando se cumple la siguiente expresión:

$$\frac{2L_{eq}}{R_{eq}T_s} > (1-D)^2 \quad (2.28)$$

Para la salida de tipo elevadora, es decir, la salida Boost, debe cumplirse:

$$\frac{2L_{eq}}{R_{eq} T_S} > D(1-D)^2 \quad (2.29)$$

Donde la inductancia equivalente L_{eq} viene dada por:

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} \quad (2.30)$$

Y el valor de la resistencia equivalente entre los terminales de salida R_{eq} , puede obtenerse con la siguiente ecuación:

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_{o_1}} + \frac{1}{D \cdot R_{o_2}} + \frac{1}{R_{o_3}} \quad (2.31)$$

Para la configuración de seis cargas, las resistencias equivalentes de cada salida pueden calcularse mediante las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{o_1}} &= \frac{1}{R_1} + \frac{(1+D)}{D \cdot R_{1-2}} + \frac{2}{R_{1-3}}; & \text{lado Cuk} \\ \frac{1}{R_{o_2}} &= \frac{1}{R_2} + \frac{(1-D)}{R_{2-3}} + \frac{(1+D)}{R_{1-2}}; & \text{lado Boost} \\ \frac{1}{R_{o_3}} &= \frac{1}{R_3} + \frac{(D-1)}{D \cdot R_{2-3}} + \frac{2}{R_{1-3}}; & \text{lado SEPIC} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Teniendo en cuenta el esquema de la Figura 2.7, las corrientes en cada salida vienen dadas por las siguientes ecuaciones:

$$I_{o_1} = I_{R_1} - I_{R_{1-3}} + I_{R_{1-2}}; \quad I_{o_2} = I_{R_2} - I_{R_{1-2}} + I_{R_{2-3}}; \quad I_{o_3} = I_{R_3} - I_{R_{2-3}} + I_{R_{1-3}} \quad (2.33)$$

El valor para la inductancia de L_1 puede ser seleccionado conforme al rizado admisible de la corriente de entrada. Por lo tanto, debe cumplirse la siguiente ecuación:

$$\Delta i_1 = \frac{V_g}{L_1} DT_S \quad (2.34)$$

Donde Δi_1 es el valor pico a pico de la corriente a través del inductor L_1 . Los inductores L_2 , L_3 se calculan también de acuerdo al modo de funcionamiento elegido para el convertidor.

Los condensadores de enlace C_1 y C_2 para los lados Ćuk y SEPIC se seleccionan partiendo de la suposición de que su tensión es constante. Las frecuencias de resonancia (ω_r) deben ser inferiores a la frecuencia de conmutación (ω_s) para conseguir una tensión constante. Por otro lado, para asegurar de que el modo de funcionamiento del convertidor no sea ni cuasi resonante discontinuo (DQRM) ni con tensión de condensador discontinua (DCVM), al igual que para el convertidor SEPIC-Ćuk se deben cumplir las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} \omega_s &> \omega_r \\ \text{con } \omega_{r_1}^2 &= \frac{1}{C_1(L_1 + L_2)}, \text{ para el lado Ćuk} \\ \omega_{r_2}^2 &= \frac{1}{C_2(L_1 + L_3)}, \text{ para el lado SEPIC} \\ \text{Además: } C_1 &> \frac{D^2 T_s}{2 R_{o_1}} ; C_2 > \frac{D^2 T_s}{2 R_{o_3}} \end{aligned} \quad (2.35)$$

De la misma manera, el rizado de la tensión en C_1 y C_2 viene dado por:

$$\begin{aligned} \Delta v_{C_1} &= \frac{V_g \cdot D^2}{(1-D) \cdot R_{o_1} \cdot C_1 \cdot f_s} \Rightarrow \frac{\Delta v_{C_1}}{V_o^+} = \frac{D}{R_{o_1} \cdot C_1 \cdot f_s}, \text{ para el lado Ćuk} \\ \Delta v_{C_2} &= \frac{V_g \cdot D^2}{(1-D) \cdot R_{o_3} \cdot C_2 \cdot f_s} \Rightarrow \frac{\Delta v_{C_2}}{V_o^-} = \frac{D}{R_{o_3} \cdot C_2 \cdot f_s}, \text{ para el lado SEPIC} \end{aligned} \quad (2.36)$$

Por último, la selección de los condensadores de salida C_{o_1} , C_{o_2} y C_{o_3} también se realiza en función del valor de rizado de tensión. Donde su valor de pico a pico para cada salida es el siguiente:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta v_{o_1}}{V_{o_1}} &= \frac{(1-D)}{8 \cdot L_2 \cdot C_{o_1} \cdot f_s^2}, \text{ para el lado Ćuk} \\ \frac{\Delta v_{o_2}}{V_{o_2}} &= \frac{D}{R_{o_2} \cdot C_{o_2} \cdot f_s}, \text{ para el lado Boost} \\ \frac{\Delta v_{o_3}}{V_{o_3}} &= \frac{D}{R_{o_3} \cdot C_{o_3} \cdot f_s}, \text{ para el lado SEPIC} \end{aligned} \quad (2.37)$$

De este modo, se puede obtener el valor de capacidad mínimo para un rizado de tensión deseado, a partir de un determinado porcentaje de su tensión nominal. También, es posible calcular el rizado de tensión generado a partir de un valor de capacidad determinado.

2.3.5. Convertidor combinado de una entrada y cinco salidas

El convertidor combinado de cinco salidas de la Figura 2.27, es el resultado de combinar los convertidores Zeta, Buck-Boost, SEPIC, Boost y Cúk (Figura 2.26).

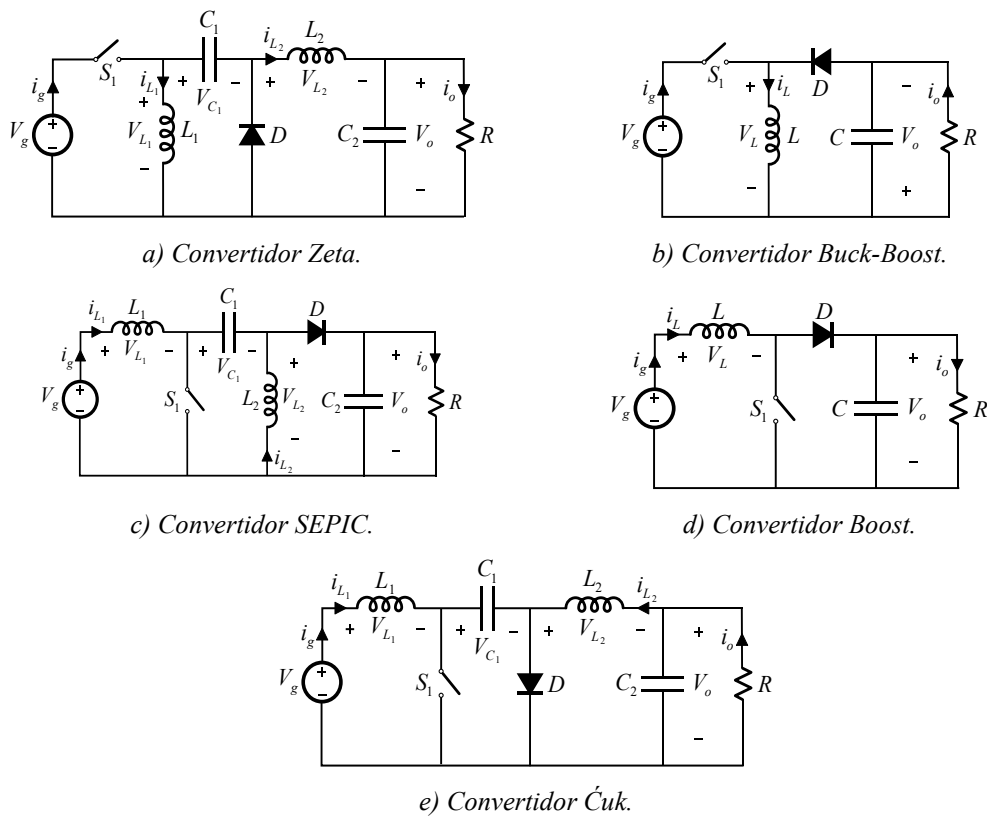


Figura 2.26. Convertidores CC-CC SISO: Zeta, Buck-Boost, SEPIC, Boost y Cúk.

Este convertidor dispone de cuatro salidas con relación de conversión reductora-elevadora y una salida de tipo elevadora. Dispone de tres salidas con polaridad no invertida, y dos con polaridad invertida. La corriente de entrada es del tipo no pulsante, mientras que, para tres de las cinco salidas, la corriente es pulsante. La Tabla 2.8 resume las principales características de cada salida del convertidor combinado.

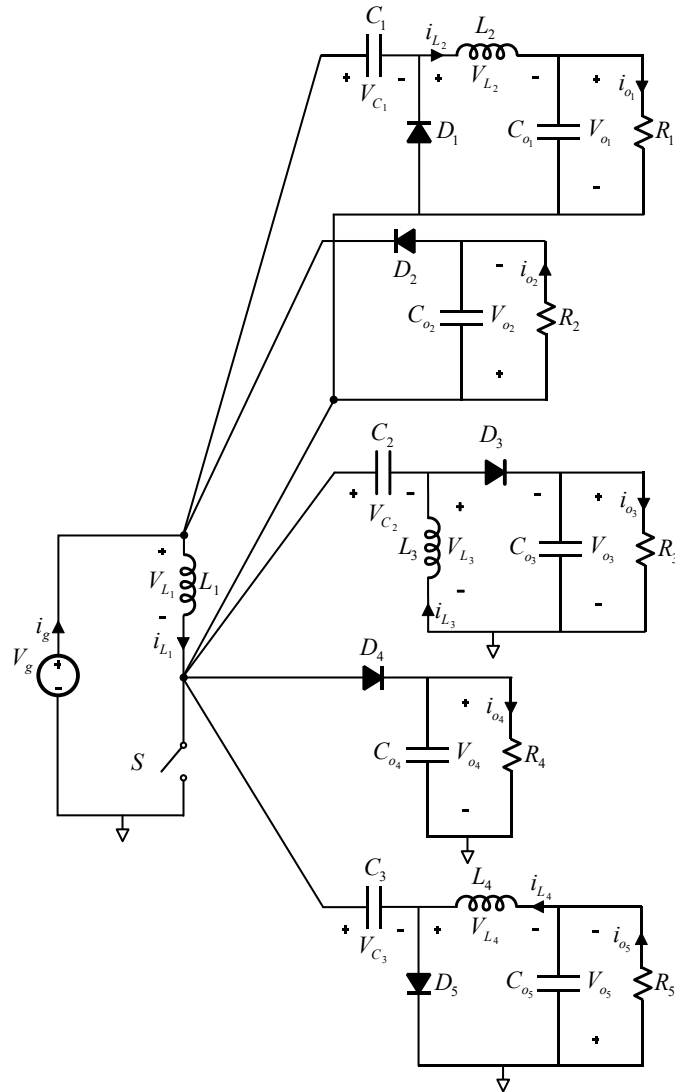


Figura 2.27. Convertidor combinado de cinco salidas.

Tabla 2.8. Características de cada una de las cinco salidas del convertidor combinado.

	<i>Tipo de salida</i>	<i>Polaridad</i>	<i>Tipo de corriente</i>
Lado Zeta	Reductora-Elevadora	Positiva	No pulsante
Lado Buck-Boost	Reductora-Elevadora	Negativa	Pulsante
Lado SEPIC	Reductora-Elevadora	Positiva	Pulsante
Lado Boost	Elevadora	Positiva	Pulsante
Lado Cuk	Reductora-Elevadora	Negativa	No pulsante

Su funcionamiento es el siguiente: cuando se cierra el interruptor S , la energía suministrada por el generador se almacena en L_1 . Los inductores L_2, L_3 y L_4 también almacenan energía debido a la descarga de C_1, C_2 y C_3 . Durante este intervalo, los diodos de libre circulación no conducen y la energía suministrada a las cargas es proporcionada por los condensadores C_{o2} para la salida del lado Buck-Boost, C_{o3} para el SEPIC y C_{o4} para el Boost; L_2 y C_{o1} para el Zeta; y L_4 y C_{o5} para el Cúk. Cuando se abre el interruptor S , los inductores recargan a los condensadores C_1, C_2 y C_3 , y también a $C_{o1}, C_{o2}, C_{o3}, C_{o4}$ y C_{o5} a través de los diodos de libre circulación, que a su vez suministran energía a las cargas.

En estas condiciones, el rizado de corriente en los inductores viene dado por la siguiente ecuación:

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_g}{L_1} DT_S, \Delta i_{L_2} = \frac{V_g}{L_2} DT_S, \Delta i_{L_3} = \frac{V_g}{L_3} DT_S, \text{ y } \Delta i_{L_4} = \frac{V_g}{L_4} DT_S \quad (2.38)$$

La componente de CC de la corriente en cada inductor depende de las resistencias de carga R_1, R_2, R_3, R_4 y R_5 , sin embargo, según la Ecuación (2.38), el rizado de corriente en los inductores no depende de dichas resistencias. Así, cuando aumenta el valor de la carga, la componente de CC de la corriente en los inductores disminuye, y el convertidor combinado puede pasar a funcionar en DCM. Por tanto, la tendencia del convertidor a operar en DCM puede establecerse mediante el valor de carga equivalente R_{eq} , cuyo valor crítico ($R_{crit.}$) se encuentra en el límite entre los dos modos. El valor de $R_{crit.}$ se puede determinar como:

$$\frac{1}{R_{crit.}} = \frac{(1-D)^2 T_S}{2 L_{eq}} \quad (2.39)$$

Donde,

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \frac{1}{L_4} \quad (2.40)$$

El convertidor combinado de cinco salidas funciona en DCM cuando se cumple:

$$R_{eq} > R_{crit.} \quad (2.41)$$

Donde la resistencia equivalente R_{eq} viene dada por la siguiente ecuación:

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{DR_4} + \frac{1}{R_5} \quad (2.42)$$

En CCM, se deben cumplir las siguientes condiciones para cada intervalo de tiempo:

$$\begin{aligned} &\text{Para } 0 \leq t \leq DT_S : \\ &V_{L_1} = V_{L_2} = V_{L_3} = V_{L_4} = V_g \\ &\text{Para } DT_S \leq t \leq T_S : \\ &V_{L_1} = -V_{o1} = -V_{o2} = -V_{o3} = V_g - V_{o4} = -V_{o5} \end{aligned} \quad (2.43)$$

En este caso, la relación entre las tensiones de salida es:

$$|V_{o1}| = |V_{o2}| = |V_{o4}| = |V_{o5}| = |V_{o3} - V_g| \quad (2.44)$$

Mediante el balance tensión aplicada por unidad de tiempo para los inductores L_1, L_2, L_3 y L_4 , se puede obtener la relación de conversión en CCM:

$$\begin{aligned} V_{o1} = V_{o2} = V_{o3} = V_{o5} &= |V_g| \frac{D}{1-D}; \text{ y } V_{o4} = \frac{V_g}{1-D} \\ I_g &= \frac{V_g D^2}{(1-D)^2} \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{D^2 R_4} + \frac{1}{R_5} \right] \end{aligned} \quad (2.45)$$

Por lo que se cumple:

$$\frac{V_g D^2}{(1-D)^2} = \frac{V_{o1} D}{(1-D)} = \frac{V_{o2} D}{(1-D)} = \frac{V_{o3} D}{(1-D)} = \frac{V_{o4} D^2}{(1-D)} = \frac{V_{o5} D}{(1-D)} \quad (2.46)$$

El convertidor combinado de cinco salidas funciona en DCM, cuando el rizado de corriente en los inductores ($\Delta i_{L1}, \Delta i_{L2}, \Delta i_{L3}$ e Δi_{L4}) sea mayor que las componentes de CC, que dependen de la intensidad por las cargas. En estas condiciones, la relación de conversión se obtiene con la siguiente ecuación:

$$V_{o4} = \frac{V_g}{2} \left[\frac{b}{a} + \sqrt{\frac{b^2}{a^2} - \frac{4c}{a}} \right] = V_{o1} + V_g = V_{o2} + V_g = V_{o3} + V_g = V_{o5} + V_g \quad (2.47)$$

Donde,

$$\begin{aligned}
 a &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}; & b &= \frac{2}{R_1} + \frac{2}{R_2} + \frac{2}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{2}{R_5} \\
 c &= \frac{-D^2 T_s}{2L_{eq}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5}
 \end{aligned} \tag{2.48}$$

El diseño de los inductores L_1 , L_2 , L_3 y L_4 , además de establecer el valor del rizado de la corriente, afecta al modo de funcionamiento del convertidor, ya sea CCM o DCM. Los condensadores de enlace C_1 , C_2 y C_3 , y los condensadores de salida C_{o1} , C_{o2} , C_{o3} , C_{o4} y C_{o5} , se seleccionan de forma que permitan obtener un bajo rizado de tensión.

2.3.6. Convertidor SEPIC-Ćuk intercalado de cuatro fases

El convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado está formado por cuatro convertidores SEPIC-Ćuk combinados conectados en paralelo, como se muestra en la Figura 2.28. Es posible el funcionamiento en modo de operación intercalado (*Interleaved Operation Mode, IOM*) desfasando en el tiempo el funcionamiento de los cuatro convertidores SEPIC-Ćuk combinados, consiguiendo así reducir el rizado de la corriente y aumentar la capacidad de transferencia de potencia sin afectar al rendimiento.

Este convertidor permite regular dos tensiones de salida en CC de tipo bipolar con una relación de conversión Reductora-Elevadora, a partir de una entrada. La salida del convertidor Ćuk proporciona tensión negativa y la salida del convertidor SEPIC positiva.

Al considerar la conexión en paralelo de los cuatro convertidores SEPIC-Ćuk combinados a la fuente de tensión (V_g), la corriente de entrada (I_g) es la suma de las cuatro corrientes de cada convertidor combinado I_1 , I_2 , I_3 e I_4 . Si todos los convertidores SEPIC-Ćuk combinados conmutan de forma sincronizada (*Synchronous Operation Mode, SOM*) el conjunto se comporta exactamente como un convertidor de gran tamaño. En este convertidor equivalente, el rizado de la corriente de entrada es la suma del rizado de la corriente de cada convertidor

conectado en paralelo. Sin embargo, cuando trabaja en IOM, el rizado de la corriente de entrada del convertidor equivalente es inferior a la suma del rizado de la corriente de cada convertidor conectado en paralelo.

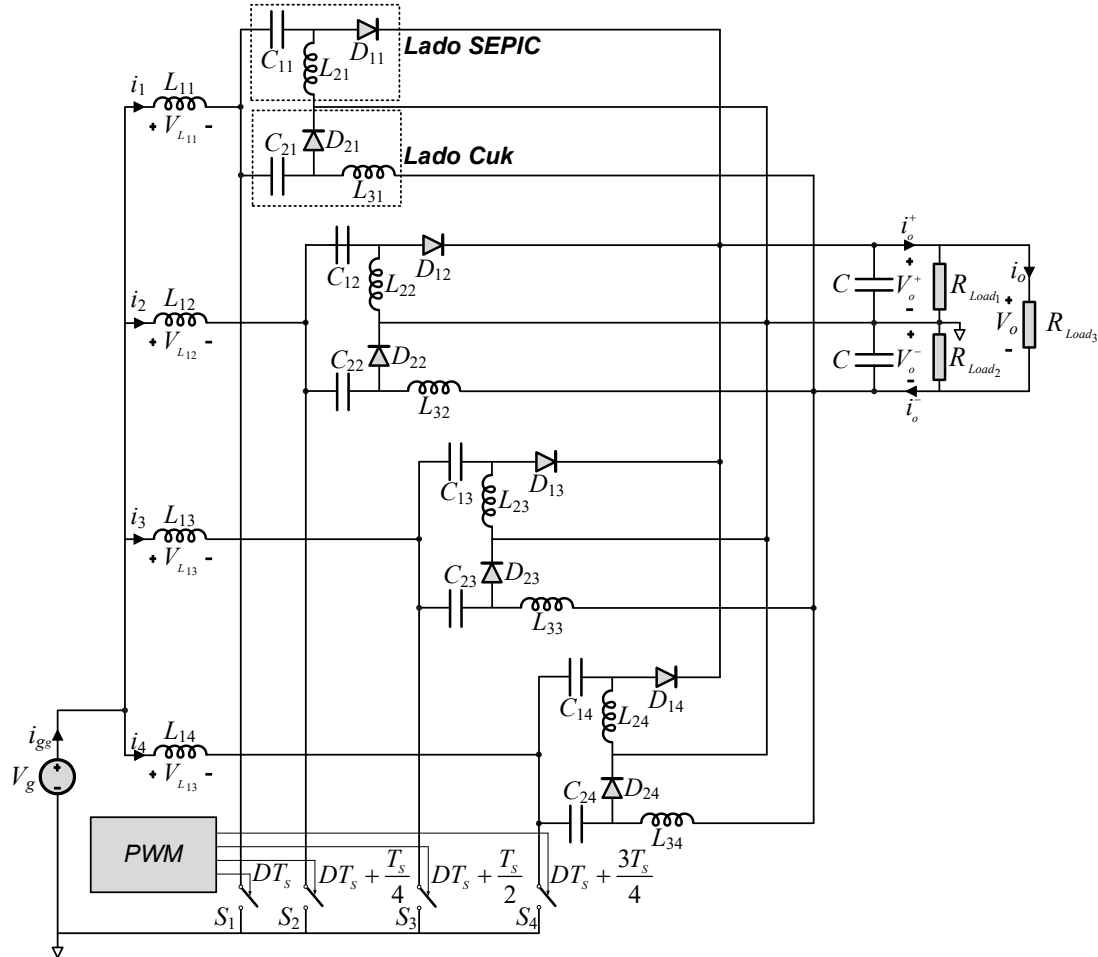


Figura 2.28. Convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de cuatro fases.

El funcionamiento del convertidor SEPIC-Ćuk intercalado de cuatro fases puede explicarse con ayuda de la Figura 2.28. Para la fase 1, cuando el interruptor S_1 está cerrado, el inductor L_{11} almacena energía, la cual es suministrada por la fuente de tensión (V_g). Además, la energía almacenada en los condensadores C_{11} y C_{21} se transfiere a los inductores L_{21} y L_{31} . En esta situación, los condensadores de salida (C) también suministran energía a las cargas, puesto que los diodos de libre circulación (D_{11} y D_{21}) no conducen. Los diodos D_{11} y D_{21} conducen cuando el interruptor S_1 está abierto. En este caso, el inductor L_{11} transfiere su energía a los condensadores C_{11} y C_{21} , y al mismo tiempo suministra energía a las cargas. El comportamiento es el mismo para el resto de fases, solo que para diferentes

instantes de tiempo cuando trabaja en IOM, siendo el desfase aplicado $DT_S+T_S/4$, $DT_S+T_S/2$ y $DT_S+3T_S/4$ en cada fase respectivamente.

La Tabla 2.9 los valores medios de las tensiones y las intensidades en los elementos del convertidor SEPIC-Ćuk combinado para cada una de las fases, suponiendo que el convertidor funciona en modo de conducci3n continua (CCM).

Tabla 2.9. Valores medios de las tensiones e intensidades en los componentes de cada fase del convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado.

	<i>Interrupor (S_N)</i>	D_{1N}	D_{2N}
Tensi3n en los semiconductores	$V_g+V_o^+$	$V_g+V_o^+$	$V_g+V_o^-$
Corriente media en los semiconductores	$\frac{V_g D^2}{4 \cdot R_o \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{4 \cdot R_o^+ \cdot (1-D)}$	$\frac{V_g D}{4 \cdot R_o^- \cdot (1-D)}$
	V_{C1N}	V_{C2N}	
Tensi3n media en los condensadores	V_g	$V_g+V_o^-$	
	$I_{L1N,AVG}$	$I_{L2N,AVG}$	$I_{L3N,AVG}$
Corriente media en los inductores	$\frac{V_g D^2}{4 \cdot R_o \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{4 \cdot R_o^+ \cdot (1-D)}$	$\frac{V_g D}{4 \cdot R_o^- \cdot (1-D)}$

$$\text{Donde: } \frac{1}{R_o} = \frac{1}{R_{Load_1}} + \frac{1}{R_{Load_2}} + \frac{4}{R_{Load_3}}$$

$$\frac{1}{R_o^+} = \frac{1}{R_{Load_1}} + \frac{2}{R_{Load_3}}$$

$$\frac{1}{R_o^-} = \frac{1}{R_{Load_2}} + \frac{2}{R_{Load_3}}$$

El funcionamiento en uno u otro modo depende de la resistencia de carga, el ciclo de trabajo (D), el periodo de conmutaci3n (T_S) y el valor equivalente de los inductores elegidos para los convertidores.

El convertidor SEPIC-Ćuk combinado de cuatro fases funciona en CCM si cumple la siguiente inecuación:

$$\frac{L_{eq}}{2R_o T_S} > (1-D)^2 \quad (2.49)$$

Donde:

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_{1N}} + \frac{1}{L_{2N}} + \frac{1}{L_{3N}} \quad (2.50)$$

El valor de la resistencia de salida equivalente (R_o) se puede calcular a partir de las resistencias de carga mediante la siguiente ecuación:

$$\frac{1}{R_o} = \frac{1}{R_{Load_1}} + \frac{1}{R_{Load_2}} + \frac{4}{R_{Load_3}} \quad (2.51)$$

La relación de tensión e intensidad de entrada y salida, para el convertidor combinado intercalado en modo CCM es la siguiente:

$$\begin{aligned} V_o^+ = V_o^- = V_g \frac{D}{1-D}; \text{ con } V_0 = V_o^+ + V_o^- \\ I_g = \frac{V_o}{R_o} \frac{D}{1-D} \end{aligned} \quad (2.52)$$

Mientras que en modo DCM, la relación de conversión viene dada por:

$$\begin{aligned} V_o^+ = V_o^- = V_g D \sqrt{\frac{2 T_S R_o}{L_{eq}}}, \text{ con } V_0 = V_o^+ + V_o^- \\ I_g = \frac{2 V_g D^2 T_S}{L_{eq}} \end{aligned} \quad (2.53)$$

El diseño de los inductores de entrada de cada fase, formada por un convertidor SEPIC-Ćuk combinado, L_{11} , L_{12} , L_{13} y L_{14} , se determina mediante el rizado de la corriente de entrada, cuyo valor pico-pico para la fase 1 viene dado por:

$$\Delta i_1 = \frac{V_g}{L_{11}} D T_S \quad (2.54)$$

Los inductores de salida L_{21} , L_{22} , L_{23} , L_{24} y L_{31} , L_{32} , L_{33} , L_{34} , se eligen de manera que los convertidores funcionen en CCM. Dependiendo de la potencia máxima de

diseño, el valor a la resistencia de carga R_o queda especificado. Aplicando la Ecuación (2.49), para asegurar CCM, se obtiene un valor mínimo de inductancia equivalente L_{eq} , a partir del cual es posible determinar los valores de L_{2N} y L_{3N} .

Para el cálculo de los condensadores de enlace de cada una de las fases, C_{1N} y C_{2N} , se asume que proporcionan una tensión constante. Esta tensión puede asegurarse haciendo que la frecuencia de resonancia (ω_r) sea menor que la frecuencia de conmutación (ω_s). Igualmente, la frecuencia de resonancia para asegurar que el convertidor no funciona en DQRM o DCVM debe ser menor que la frecuencia de conmutación. En el caso de la fase 1, la capacidad mínima se puede obtener mediante:

$$\begin{aligned} & \omega_s > \omega_r; \text{ con} \\ & \omega_{r_2}^2 = \frac{1}{C_{21}(L_{11} + L_{31})}, \text{ para el lado \acute{C}uk,} \\ & \omega_{r_1}^2 = \frac{1}{C_{11}(L_{11} + L_{21})}, \text{ para el lado SEPIC} \\ & \text{Adem\u00e1s: } C_{11} > \frac{D^2 T_s}{8R_o} \text{ y } C_{21} > \frac{D^2 T_s}{8R_o} \end{aligned} \quad (2.55)$$

Del mismo modo, el rizado de la tensi\u00f3n en C_{11} y C_{21} para la fase 1, viene dado por la siguiente ecuaci\u00f3n:

$$\begin{aligned} \Delta v_{C_{21}} &= \frac{V_g \cdot D^2}{(1-D) \cdot 4R_o \cdot C_{21} \cdot f_s} \Rightarrow \frac{\Delta v_{C_{21}}}{V_o^-} = \frac{D}{4R_o \cdot C_{21} \cdot f_s}, \text{ para el lado \acute{C}uk} \\ \Delta v_{C_{11}} &= \frac{V_g \cdot D^2}{(1-D) \cdot 4R_o \cdot C_{11} \cdot f_s} \Rightarrow \frac{\Delta v_{C_{11}}}{V_o^+} = \frac{D}{4R_o \cdot C_{11} \cdot f_s}, \text{ para el lado SEPIC} \end{aligned} \quad (2.56)$$

Los valores de capacidad para el resto de fases del convertidor combinado intercalado se calculan de la misma forma.

La elecci\u00f3n de los condensadores de salida C , se hace igualmente en funci\u00f3n del rizado de tensi\u00f3n especificado. En este caso, la frecuencia del rizado es cuatro veces la frecuencia de conmutaci\u00f3n, debido a la conexi\u00f3n en paralelo de los convertidores.

Su valor pico-pico, para las salidas viene dado por las siguientes ecuaciones:

$$\frac{\Delta v_o^-}{V_o^-} = \frac{(1-D)}{8 \cdot L_{31} \cdot C \cdot (4f_s)^2}, \text{ para el lado } \acute{C}\text{uk} \quad (2.57)$$

$$\frac{\Delta v_o^+}{V_o^+} = \frac{D}{R_o^+ \cdot C \cdot 4f_s}, \text{ para el lado SEPIC}$$

Esta ecuación permite establecer un valor de capacidad mínimo, para un rizado de tensión deseado, a partir de un determinado porcentaje de su tensión nominal. De la misma forma, es posible obtener el rizado de tensión para un valor de capacidad determinado.

2.3.7. Convertidor Zeta-Buck-Boost intercalado de cuatro fases

El convertidor Zeta-Buck-Boost combinado intercalado está formado por cuatro bloques de convertidores Zeta-Buck-Boost combinados conectados en paralelo, como se muestra en la Figura 2.29. Este convertidor permite tener dos salidas con el mismo valor de tensión, pero distinta polaridad a partir de una entrada, empleando un solo inductor y un interruptor de potencia. La salida del convertidor Zeta proporciona tensión negativa y la salida del convertidor Buck-Boost positiva. Cuando las cuatro fases del convertidor trabajan en modo intercalado (IOM), esto es, a la misma frecuencia, pero con la señal de control desfasada en el tiempo, es posible reducir el rizado de corriente y por lo tanto reducir las pérdidas.

En la conexión en paralelo de los cuatro convertidores Zeta-Buck-Boost combinados a la fuente de tensión (V_g), la corriente de entrada (I_g) es la suma de las cuatro corrientes de cada convertidor combinado (I_1, I_2, I_3 e I_4). Si todos los convertidores Zeta-Buck-Boost combinados conmutan de forma sincronizada (SOM) el conjunto se comporta exactamente como un convertidor de gran tamaño. En este caso, el rizado de la corriente de entrada es aproximadamente la suma del rizado de la corriente de cada convertidor conectado en paralelo. Sin embargo, cuando trabajan en IOM, el rizado de la corriente de entrada del convertidor equivalente es inferior a la suma del rizado de la corriente de cada convertidor conectado en paralelo, en función del ciclo de trabajo (D).

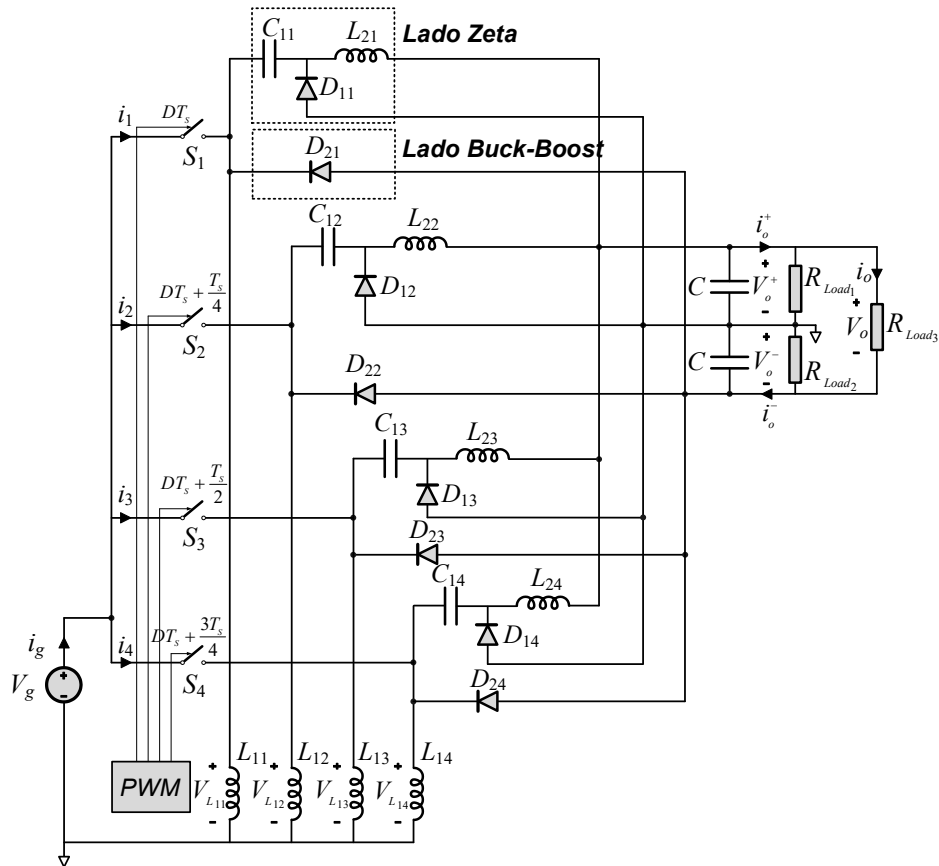


Figura 2.29. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado de cuatro fases.

El funcionamiento del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado intercalado de cuatro fases puede explicarse conforme a la fase 1. Cuando el interruptor S_1 está en conducción, los diodos D_{11} y D_{21} están polarizados inversamente. Durante este intervalo la energía suministrada por la fuente es almacenada en la bobina L_{11} . La bobina L_{21} también almacena energía, debido a la descarga del condensador C_{11} , y los condensadores de salida (C) suministran energía a la carga. Cuando el interruptor S_1 no conduce, los diodos D_{11} y D_{21} pasan a conducción, la bobina L_{11} transfiere su energía al condensador C_{11} y al condensador de la salida negativa. Por último, la bobina L_{21} transfiere energía al condensador de la salida positiva, al mismo tiempo que los dos condensadores de salida suministran energía a las cargas. El comportamiento es el mismo para el resto de fases, solo que para diferentes instantes cuando trabaja en IOM, siendo el desfase aplicado $DT_s + T_s/4$, $DT_s + T_s/2$ y $DT_s + 3T_s/4$ en cada fase respectivamente.

Durante su funcionamiento, los componentes del convertidor combinado intercalado están sometidos a diferentes tensiones e intensidades, las cuales deben ser tenidas en cuenta en su diseño. La Tabla 2.10 muestra los valores medios de las tensiones y corrientes en los elementos del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado intercalado, para cada una de las cuatro fases, suponiendo que el convertidor funciona en CCM.

Tabla 2.10. Valores medios de las tensiones e intensidades en los componentes de cada fase del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado intercalado.

	<i>Interruptor (S_N)</i>	<i>D_{1N}</i>	<i>D_{2N}</i>
Tensión en los semiconductores	$V_g + V_o^+$	$V_g + V_o^+$	$V_g + V_o^-$
Corriente media en los semiconductores	I_g	$\frac{V_o^+}{4 \cdot R_o^+}$	$\frac{V_o^-}{4 \cdot R_o^-}$
	V_{C1N}	V_{Co1}	V_{Co2}
Tensión media en los condensadores	V_o^+	V_o^+	V_o^-
	<i>$I_{L1N,AVG}$</i>	<i>$I_{L2N,AVG}$</i>	
Corriente media en los inductores	I_g	$\frac{V_o^+}{4 \cdot R_o^+}$	

Donde: $\frac{1}{R_o^+} = \frac{1}{R_{Load1}} + \frac{2}{R_{Load3}}$

$\frac{1}{R_o^-} = \frac{1}{R_{Load2}} + \frac{2}{R_{Load3}}$

El funcionamiento del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado intercalado en CCM o en DCM, depende de la resistencia de carga, el ciclo de trabajo (D), el periodo de conmutación (T_S) y el valor equivalente de los inductores elegidos para los convertidores. Se puede definir una resistencia de carga crítica ($R_{crit.}$) a partir de la cual el convertidor cambia de modo de conducción. Ésta se puede obtener mediante la expresión:

$$\frac{1}{R_{crit.}} = \frac{2(1-D)^2 T_S}{L_{eq}} \quad (2.58)$$

Para la fase 1, el valor de L_{eq} viene dado por:

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_{11}} + \frac{1}{L_{21}} \quad (2.59)$$

El convertidor funciona en modo DCM cuando se cumple:

$$R_{eq} > R_{crit.} \quad (2.60)$$

Donde el valor de la resistencia equivalente (R_{eq}) se puede calcular a partir de las resistencias de carga mediante la siguiente ecuación:

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_{Load1}} + \frac{1}{R_{Load2}} + \frac{4}{R_{Load3}} \quad (2.61)$$

La relación de tensión e intensidad de entrada y salida, para el convertidor combinado intercalado en modo CCM es la siguiente:

$$\begin{aligned} V_o^+ = V_o^- = V_g \frac{D}{1-D}; \text{ con } V_0 = V_o^+ + V_o^- \\ I_g = \frac{V_o}{R_{eq}} \frac{D}{1-D} \end{aligned} \quad (2.62)$$

Mientras que en modo DCM, dicha relación está dada por:

$$\begin{aligned} V_o^+ = V_o^- = V_g D \sqrt{\frac{2 T_S R_{eq}}{L_{eq}}}, \text{ con } V_0 = V_o^+ + V_o^- \\ I_g = \frac{2 V_g D^2 T_S}{L_{eq}} \end{aligned} \quad (2.63)$$

El valor de los inductores de entrada (L_{11} , L_{12} , L_{13} y L_{14}) de cada una de las fases que forman el convertidor Zeta-Buck-Boost combinado, se determina estableciendo un valor de rizado admisible de la corriente de entrada, cuyo valor pico-pico para la fase 1 viene dado por:

$$\Delta i_1 = \frac{V_g}{L_{11}} D T_S \quad (2.64)$$

De la misma forma, los valores de los inductores de salida (L_{21} , L_{22} , L_{23} y L_{24}), se calculan de forma que permitan asegurar que el convertidor funciona en CCM. Para el cálculo tanto de los condensadores de enlace C_{11} , C_{12} , C_{13} y C_{14} , como de los condensadores de salida C , se emplean valores que proporcionen un bajo rizado de tensión.

2.4. Conclusiones

En este capítulo, se ha presentado una metodología mediante la que se consigue una gran variedad de configuraciones de convertidores combinados de una entrada y múltiples salidas, para diferentes aplicaciones, empleando un solo interruptor. De este modo, se simplifica el circuito de control debido a que sólo es necesario un interruptor de potencia.

Las configuraciones se basan en la combinación de convertidores CC-CC conmutados de una entrada y una salida básicos. Para cada configuración propuesta se han resaltado sus características principales, como la relación de conversión, el tipo de conversión disponible en cada salida (reductora y/o elevadora), y la forma de onda de la corriente de entrada y de salida (pulsante y/o no pulsante). En este sentido, es posible identificar qué configuración de convertidor combinado es más adecuada para cada tipo de aplicación.

Se propone, además, la conexión en paralelo de bloques de convertidores combinados, funcionando en modo intercalado, lo que permite gestionar un mayor nivel de potencia que cuando se emplea un solo convertidor combinado, o cuando funciona en modo síncrono.

Por último, se han establecido unas consideraciones de diseño para las configuraciones propuestas, donde se definen las características de cada uno de los elementos que las constituyen. Así, es posible justificar el diseño de cada convertidor combinado, para ser implementado tanto a nivel de simulación, como en un prototipo real.

Capítulo 3

Discusión y Resultados

En este capítulo se presentan los resultados de simulación de las configuraciones de convertidores CC-CC combinados descritas en el capítulo anterior. Se analiza la respuesta de los convertidores combinados trabajando de forma aislada o conectada a varios elementos en una microrred CC, para distintos modos de funcionamiento. Esto ha permitido obtener la respuesta tanto estática como dinámica de las configuraciones propuestas.

También se presentan los resultados experimentales de las configuraciones implementadas, justificando la elección de los componentes pasivos y activos empleados en cada una de ellas. Las pruebas llevadas a cabo con los prototipos experimentales se han realizado para distintos escenarios de una microrred CC. Se han analizado las respuestas estática y dinámica, además de evaluar el rendimiento para distintos niveles de potencia.

3.1. Introducción

Los convertidores CC-CC combinados propuestos en el capítulo anterior, permiten la interconexión de los elementos que forman las microrredes CC, para distintos tipos de aplicaciones. Estas configuraciones permiten proporcionar dos, tres o más número de salidas, además de la posibilidad de aumentar el nivel de potencia transferida mediante la conexión en paralelo. El siguiente paso en la metodología planteada en la Tesis, consiste en el diseño e implementación de las configuraciones propuestas.

El comportamiento de las configuraciones propuestas en una microrred CC se ha evaluado primero mediante simulación, permitiendo así, comprobar la respuesta de los mismos frente a distintos escenarios, que simulan el comportamiento real de una microrred CC. Se detallan los resultados de simulación de tres configuraciones con salida bipolar, esto es, con el mismo valor de tensión, pero distinta polaridad. Además, se presentan los resultados de simulación de configuraciones de un convertidor combinado de tres salidas y otro de cinco salidas. Finalmente, se presentan los resultados de simular dos convertidores combinados con cuatro fases intercaladas conectadas en paralelo.

Las simulaciones se han llevado a cabo mediante la herramienta software Matlab-Simulink. Esta plataforma permite añadir componentes tanto pasivos como activos, modelar un entorno de microrred real y establecer distintos perfiles de carga.

Para alcanzar los objetivos propuestos, se ha realizado la verificación de las configuraciones mediante el desarrollo de prototipos. En este sentido, se muestran los resultados experimentales de tres configuraciones de convertidores CC-CC combinados. Se detalla el diseño e implementación de un prototipo de convertidor combinado de salida bipolar, otro de tres salidas, y uno formado por un convertidor intercalado de cuatro fases con salida bipolar.

En todas las configuraciones implementadas se analizan los resultados obtenidos, lo que permite verificar el comportamiento estático y dinámico, para diferentes escenarios de cargas.

3.2. Convertidor de una entrada y salida bipolar: SEPIC-Ćuk combinado

El convertidor SEPIC-Ćuk combinado es una de las tres configuraciones propuestas que ofrecen salida bipolar. Para verificar su comportamiento se han llevado a cabo dos simulaciones distintas, una para analizar la respuesta dinámica y otra para determinar las tensiones y corrientes que soportan cada elemento del convertidor combinado. Se ha podido comprobar el comportamiento del convertidor combinado en un sistema real, mediante el desarrollo de un prototipo experimental. En este apartado se exponen los resultados obtenidos en cada caso.

3.2.1. Comportamiento frente a cargas equilibradas

El convertidor SEPIC-Ćuk combinado [99], ha sido simulado con la configuración de tres cargas mostrado en la Figura 3.1. El diseño se ha basado en el análisis teórico del capítulo anterior. El control PWM se ha establecido para que el valor de tensión de salida sea de ± 200 V y para una frecuencia de conmutación de 20 kHz. La fuente de tensión de entrada es de 100 V, con una resistencia en serie de $0,2 \Omega$. Teniendo en cuenta la Ecuación (2.8), el ciclo de trabajo D se establece en $2/3$.

Los valores de las bobinas tanto de entrada (L_1) como de salida (L_2 y L_3) se han elegido para obtener un bajo rizado de corriente. Y el valor de los condensadores de enlace (C_1 y C_2), así como los condensadores de salida (C_{o1} y C_{o2}), que establecen una tensión constante con un bajo rizado. La Tabla 3.1 muestra los valores de los componentes empleados, así como las condiciones de carga para la simulación.

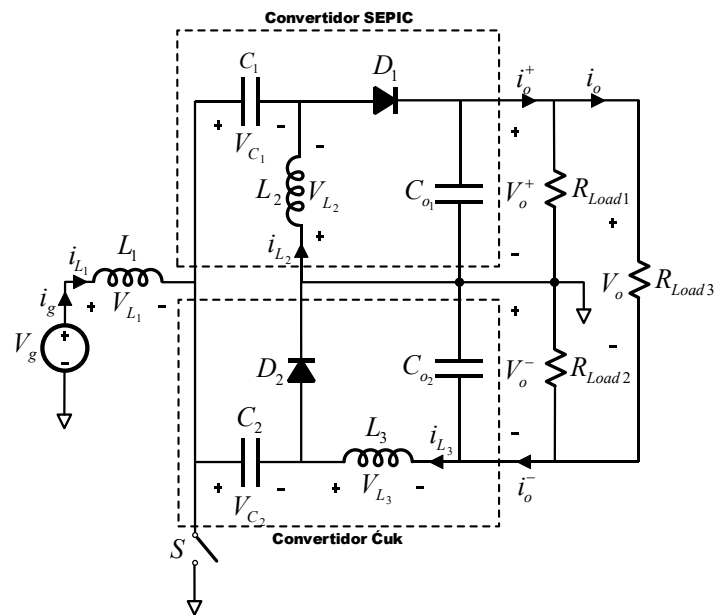


Figura 3.1. Convertidor SEPIC-Ćuk combinado con tres cargas.

Tabla 3.1. Valores empleados en la simulación del convertidor SEPIC-Ćuk.

Componentes		Valor
Inductor de entrada, L_1		1 mH
Inductores de salida, L_2, L_3		1 mH
Condensadores de enlace, C_1, C_2		470 μ F
Condensadores de filtrado de la salida, C_{o1}, C_{o2}		820 μ F
Cargas monopolares	R_{Load1}	50 Ω
	R_{Load2}	50 Ω
Carga bipolar	R_{Load3}	100 Ω

En estas condiciones, el valor de la resistencia crítica $R_{crit.}$, es de 120 Ω , según la Ecuación (2.3). Mientras que la resistencia equivalente (R_{eq}), calculada según la Ecuación (2.6), tiene un valor de 12,5 Ω . El convertidor funciona en CCM, puesto que no se cumple la inecuación (2.5) para los valores de carga R_{Load1} , R_{Load2} y R_{Load3} .

La forma de onda de la corriente de entrada y salida del convertidor SEPIC-Ćuk combinado, como resultado de la simulación, se muestran en la Figura 3.2. Las corrientes de salida son medidas antes de los condensadores de filtrado.

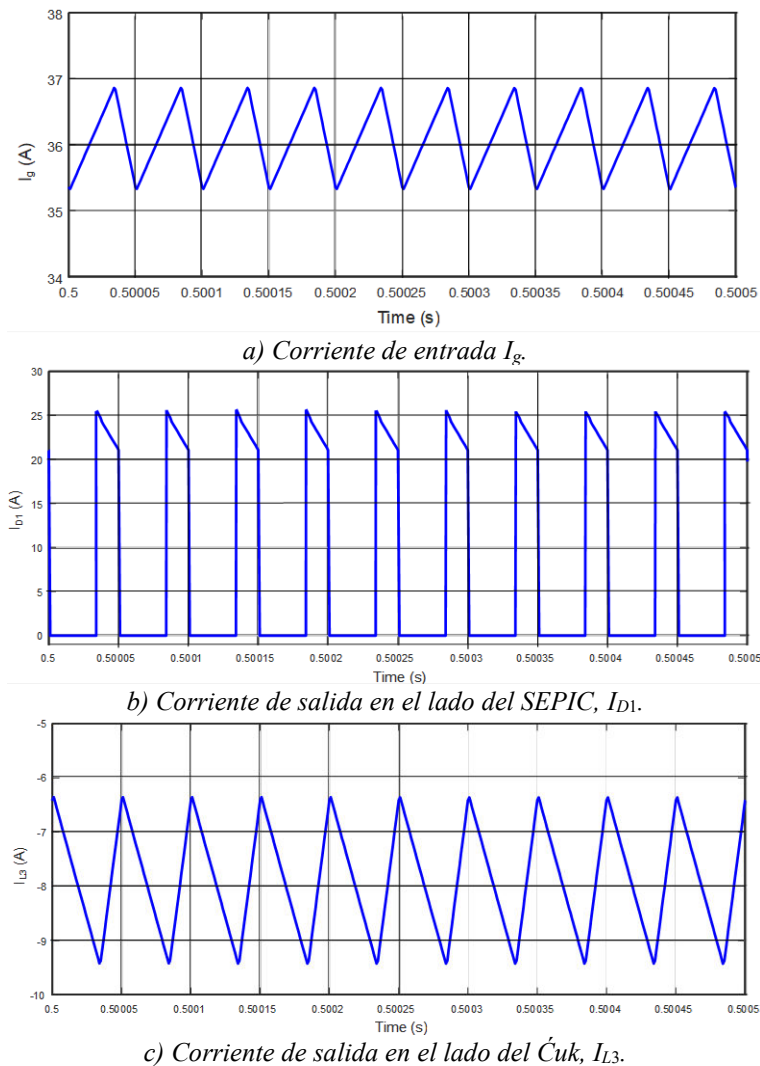


Figura 3.2. Corriente de entrada y salida del convertidor SEPIC-Cúk combinado.

Como se puede comprobar, en el convertidor SEPIC-Cúk combinado, la corriente de entrada (I_g) y la de salida con polaridad negativa (I_{L3}), son no pulsantes, puesto que tienen forma triangular, y su valor no se anula durante el periodo. En la salida positiva, la corriente I_{D1} es pulsante, tiene forma trapezoidal, y durante una parte del periodo se mantiene en cero. Esto implica que es necesario un mayor valor de capacidad de filtrado para la salida positiva frente a la negativa.

La corriente de entrada (I_g) tiene un rizado de 1,8 A, con un valor medio de 36,2 A, que se corresponde con la corriente media a través del interruptor de potencia del convertidor combinado. La corriente de la salida positiva (I_{D1}) tiene un pico de corriente de 25 A, con un valor medio de 8 A. Puesto que debe suministrar la corriente de 4 A consumida por la carga R_{Load1} y la corriente por la

carga bipolar R_{Load3} del mismo valor. La corriente de la salida negativa (I_{L3}), tiene un pico de corriente de -35 A, con un valor medio de -8 A. Al igual que la salida positiva, se debe al consumo de las cargas R_{Load2} y R_{Load3} . Las tensiones de salida tienen un pequeño rizado de 0,3 V aproximadamente, que corresponde con el 0,15 % de su valor nominal.

Las medidas de tensión y corriente obtenidas en esta simulación, están resumidas en la Tabla 3.2. Los valores medios de las tensiones e intensidades en los componentes del convertidor combinado se muestran en la Tabla 3.3.

Tabla 3.2. Resultados de simulación del convertidor SEPIC-Ćuk combinado.

	<i>Rizado y/o Valor de pico</i>	<i>Valor medio</i>	<i>Forma de onda</i>
Corriente de entrada (I_g)	1,8 A de pico a pico	36,2 A	No pulsante
Corriente positiva (I_{o1})	25 A de pico	8 A	Pulsante
Corriente negativa (I_{o2})	3 A de pico a pico	-8 A	No pulsante
Tensión de salida (V_o^+ , V_o^-)	0,3 V de pico a pico	± 200 V	–

Tabla 3.3. Tensiones e intensidades medias en los componentes del convertidor SEPIC-Ćuk.

	<i>Interruptor (S)</i>	D_1	D_2
Tensión en los semiconductores en no conducción (V)	292	292	292
Corriente media en los semiconductores (A)	36,2	8	8
	V_{C1}	V_{C2}	
Tensión media en los condensadores (V)	92	292	
	$I_{L1,AVG}$	$I_{L2,AVG}$	$I_{L3,AVG}$
Corriente media en las bobinas (A)	36,2	8	8

Se puede comprobar que los tres dispositivos de conmutación soportan la misma tensión en no conducción. Sin embargo, la corriente que soporta el interruptor es mucho mayor que la soportada por los diodos, puesto que el convertidor está funcionando como elevador de tensión.

3.2.2. Comportamiento frente a cargas desequilibradas

Se ha realizado una simulación del convertidor SEPIC-Ćuk combinado para distintas condiciones de carga [92], partiendo de la configuración de la Figura 3.1. Para la simulación, se han agrupado en bloques los distintos elementos que forman el sistema, como se muestra en la Figura 3.3.

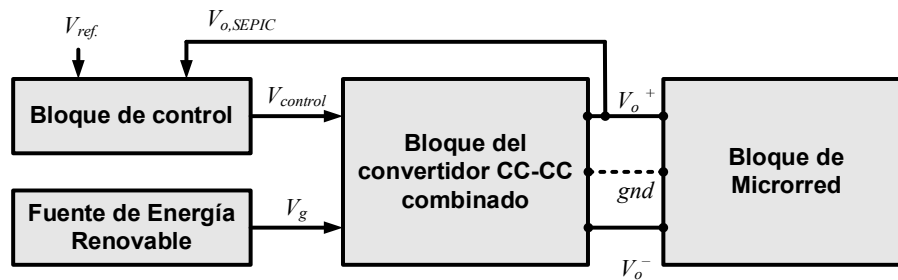


Figura 3.3. Diagrama de bloques del circuito simulado.

El convertidor se ha diseñado para proporcionar una salida bipolar de ± 200 V a partir de una fuente de tensión de 96 V que emula una fuente de energía renovable (*Renewable Energy Source*, RES), como puede ser la conexión de paneles fotovoltaicos en serie o un banco de baterías. La señal de control del interruptor de potencia está basada en un controlador proporcional-integral (PI), con una frecuencia de conmutación de 25 kHz. El PI compara la tensión de salida del convertidor SEPIC (V_o^+) con un valor de referencia (+200 V) para generar la señal de control del interruptor de potencia. La Figura 3.4 muestra el diagrama de bloques del control PI implementado.

Los valores de los componentes del convertidor SEPIC-Ćuk combinado empleados se resumen en la Tabla 3.4. Las inductancias de las bobinas tanto de entrada (L_1) como de salida (L_2 y L_3) permiten tener un bajo rizado de corriente. De

la misma forma, la capacidad de los condensadores de enlace (C_1 y C_2), así como de los condensadores de salida (C_{o1} y C_{o2}), permiten un bajo rizado de tensión.

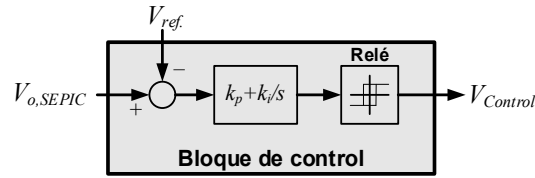


Figura 3.4. Diagrama del bloque de control PI.

Tabla 3.4. Valores empleados en la simulación del convertidor SEPIC-Ćuk combinado.

<i>Componente</i>	<i>Valor</i>
Inductor de entrada, L_1	1 mH
Inductores de salida, L_2, L_3	100 μ H
Condensadores de entrada, C_1, C_2	47 μ F
Condensadores de filtrado de la salida, C_{o1}, C_{o2}	4700 μ F

El bloque de microrred mostrado en la Figura 3.5, permite obtener la respuesta dinámica del convertidor combinado cuando hay cargas de consumo variable y desequilibradas. Los interruptores S_1, S_2, S_3 y S_4 permiten conectar partes de la microrred, para establecer los diferentes escenarios a simular. Los valores de los componentes de la microrred se resumen en la Tabla 3.5.

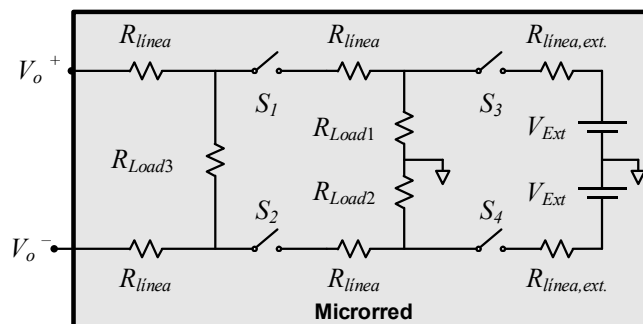


Figura 3.5. Modelo de esquema de la microrred CC bipolar.

Tabla 3.5. Valores de los componentes del bloque de microrred.

<i>Componente</i>	<i>Valor</i>	
Carga industrial (carga bipolar) R_{Load3}	100 Ω	
Cargas desequilibradas (monopolares)	R_{Load1}	25 Ω
	R_{Load2}	50 Ω
Resistencia de línea (cargas), R_{linea}	0,1 Ω	
Resistencia de línea (fuente de tensión externa), $R_{linea,ext.}$	0,5 Ω	
Fuente de tensión externa CC, V_{Ext}	± 199 V	

El convertidor combinado ha sido simulado en las siguientes condiciones de carga:

- Inicialmente, se conecta solo una carga bipolar de 100 Ω (R_{Load3}). Esto trata de modelar una carga de tipo industrial, conectada entre la salida positiva y negativa del convertidor combinado. Para una tensión de 400 V la carga consume 4 A. En esta situación, S_1 , S_2 , S_3 y S_4 están desconectados.
- En $t = 0,1$ s, se conectan dos cargas desequilibradas (R_{Load1} , R_{Load2}) a través de los interruptores S_1 y S_2 . Una de 25 Ω en la salida de tensión positiva y otra de 50 Ω en la salida negativa. Para las tensiones de salida especificadas de ± 200 V, requerirán 8 A y -4 A respectivamente.
- Por último, en $t = 0,2$ s, los interruptores S_3 y S_4 se cierran conectando una fuente de alimentación externa (V_{Ext}), que modela el comportamiento de la microrred cuando se conecta otro dispositivo generador.

La Figura 3.6 muestra las tensiones a la salida del convertidor SEPIC-Ćuk durante la simulación de las tres condiciones de carga. En el primer intervalo, el control PI establece un valor de la tensión de salida de ± 200 V, como se muestra en la Figura 3.6a. La diferencia en las tensiones de salida ($V_o^+ - V_o^-$) se muestra en la Figura 3.6b. Cuando las cargas están desequilibradas, aparece una diferencia en los valores de tensión de cada salida del 0,5 % aproximadamente, siendo inferior en las otras dos situaciones.

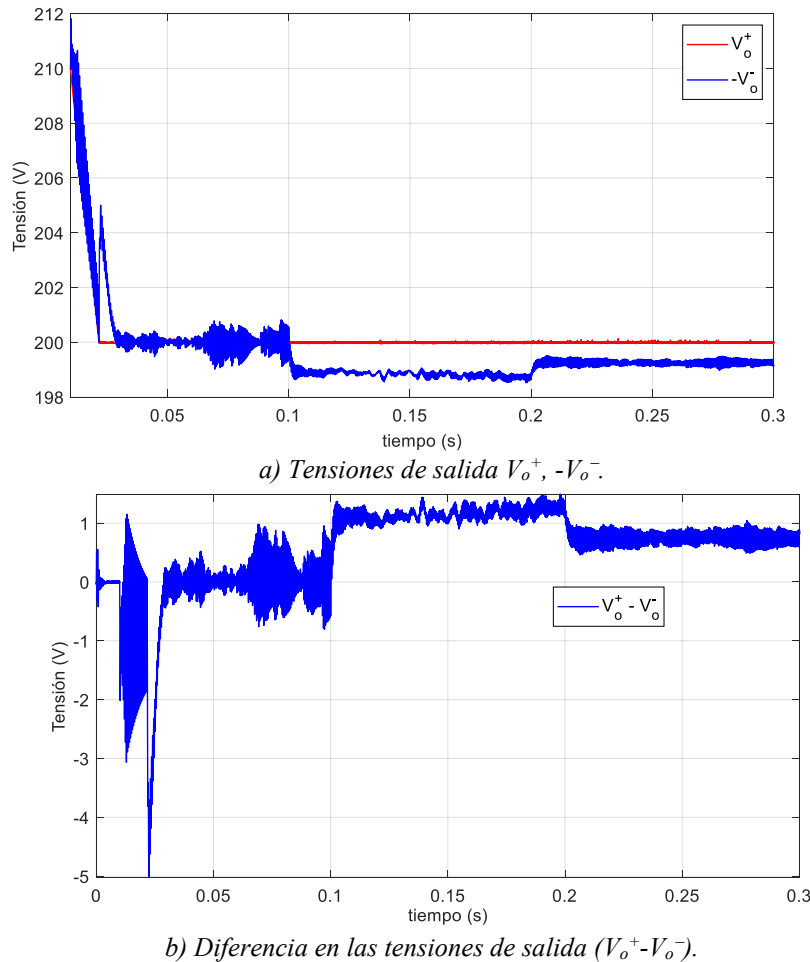
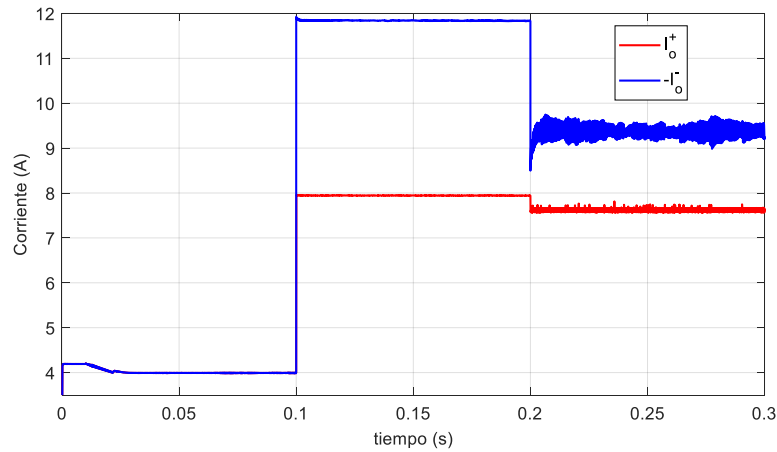


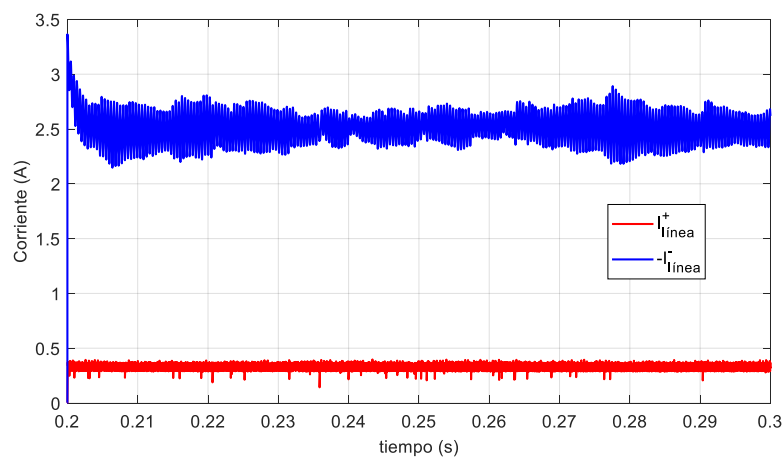
Figura 3.6. Tensión de salida del convertidor SEPIC-Ćuk combinado.

En la Figura 3.7 se muestran las corrientes a la salida del convertidor, así como la corriente de línea proporcionada por la fuente de tensión externa (V_{Ext}). En primer lugar, como se muestra en la Figura 3.7a, el convertidor suministra una corriente de 4 A por cada salida, valor que corresponde con la carga bipolar de 100 Ω . A partir de $t = 0,1$ s, se conectan las cargas desequilibradas, por lo que hay 12 A en la salida positiva y 8 A en la salida de polaridad negativa. Por último, a partir de $t = 0,2$ s, se conecta la fuente de alimentación externa, como se muestra en la Figura 3.7b. Esta suministra a la microrred, 2,5 A en la línea positiva y 0,4 A en la negativa, debido a la diferencia de tensión en el punto de conexión. En este intervalo, el convertidor combinado aporta 9,5 A en el nodo positivo y 7,6 A en el negativo.

En la Tabla 3.6 se resumen los principales valores de tensión y corriente medidos para cada condición de carga del convertidor durante la simulación.



a) Corrientes de salida I_o^+ , $-I_o^-$.



b) Corriente de línea en la microrred.

Figura 3.7. Corrientes de salida del convertidor y corriente de línea en la microrred.

Tabla 3.6. Valores de corriente y tensión medidos en las distintas condiciones de carga.

	<i>Carga industrial</i>	<i>Cargas desequilibradas</i>	<i>Conexión de fuente externa</i>
Cargas R_{Load1} , R_{Load2} y R_{Load3} (Ω)	N/C, N/C, 100	25, 50, 100	25, 50, 100
Tensión de salida positiva, V_o^+ (V)	200	200	200
Tensión de salida negativa, V_o^- (V)	-200	199	199
Corriente de salida positiva, I_o^+ (A)	4	12	9,5
Corriente de salida negativa, I_o^- (A)	-4	8	7,6
Corriente en el lado positivo de la microrred, I_{line}^+ (A)	—	—	2,5
Corriente en el lado positivo de la microrred, I_{line}^- (A)	—	—	0,4

El convertidor SEPIC-Ćuk combinado responde adecuadamente tanto en condiciones de carga equilibrada como desequilibrada, así como, en la conexión a una microrred CC donde hay otras fuentes de energía. El control implementado de tipo PI ha permitido una respuesta efectiva en las tres situaciones simuladas. Se verifica así, el comportamiento adecuado del convertidor combinado propuesto, empleando un solo interruptor de potencia y sin aislamiento galvánico en un sistema de microrred CC bipolar.

3.2.3. Resultados experimentales

Se ha implementado un prototipo experimental del convertidor SEPIC-Ćuk combinado, cuyos resultados fueron presentados en las referencias [93] y [98]. En la Figura 3.8 se muestra el prototipo desarrollado durante las pruebas realizadas.

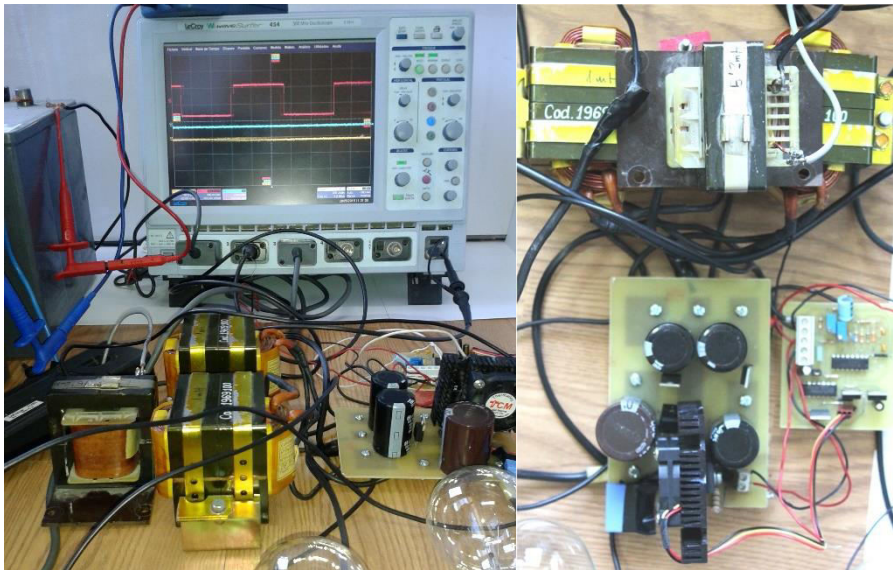


Figura 3.8. Prototipo experimental del convertidor SEPIC-Ćuk combinado.

El convertidor ha sido testeado bajo diferentes condiciones de carga, equilibradas y desequilibradas, obteniéndose así la respuesta dinámica del convertidor combinado. En la Figura 3.9, se muestra el diagrama de bloques con los elementos empleados en el prototipo, para llevar a cabo las pruebas.

El prototipo del convertidor SEPIC-Ćuk combinado se ha diseñado para generar una tensión de salida bipolar de ± 200 V, con una potencia aproximada de 500 W y empleando un IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) como interruptor de

potencia. La fuente de alimentación de entrada consiste en un banco de ocho baterías en serie de 12 V cada una, con lo que proporcionan una tensión de total de 96 V, emulando así la conexión de una fuente de energía renovable en CC.

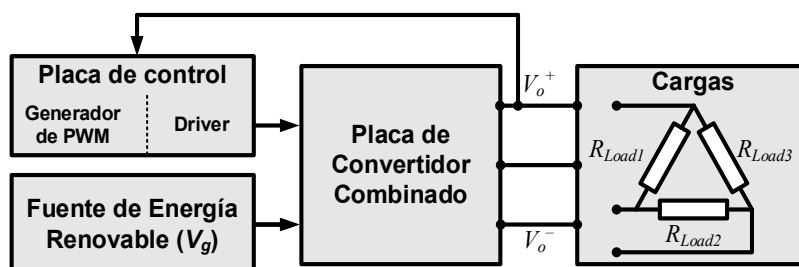


Figura 3.9. Diagrama de bloques del prototipo convertidor SEPIC-Ćuk combinado.

El control, basado en la modulación en ancho de pulso (PWM), ha sido implementado mediante el dispositivo TL494, a una frecuencia de 30 kHz. Este dispositivo dispone internamente de dos amplificadores de error, uno maestro y otro esclavo, que comparan la salida del convertidor con un valor de referencia. La salida positiva del convertidor (lado SEPIC) se conecta al maestro, y la salida negativa (lado Ćuk) al esclavo. Cuando se produce un desequilibrio de aproximadamente el 3 % de la tensión de la salida negativa, el control se reajusta para establecer dicha salida en -200 V.

Teniendo en cuenta los valores de tensión de entrada y salida, de 96 V y ± 200 V respectivamente, el ciclo de trabajo (D) es del 67,56 % para la señal control PWM. Esta señal de control se acondiciona a un nivel de tensión de puerta adecuado (*driver*), para controlar el interruptor de potencia. Además, se ha añadido un circuito amortiguador (*snubber*), formado por un diodo en serie con un condensador y una resistencia, que limita los picos de tensión durante la conmutación del interruptor.

En el diseño de los componentes, el valor del inductor L_1 ha sido determinado a partir del rizado de la corriente de entrada deseado (Δi_{L1}), cuyo valor pico a pico viene dado por la Ecuación (2.10). A partir de la cual se establece un valor de $L_1 = 5,2$ mH, que proporciona un rizado de corriente inferior al 10 % de I_g para los 500 W de potencia del convertidor.

Para asegurar que el convertidor funcione en CCM, debe cumplirse la inecuación (2.5). Teniendo en cuenta la Ecuación (2.3) para una frecuencia de conmutación (f_s) de 30 kHz, con $L_1 = 5,2$ mH, $D = 67,5$ %, y estableciendo el valor de los inductores $L_2 = L_3 = 1$ mH, la relación (2.5) queda satisfecha para una resistencia equivalente inferior a 260Ω . El valor de la resistencia equivalente para una configuración de tres cargas viene dado por la Ecuación (2.6).

Los condensadores de enlace C_1 y C_2 para los lados SEPIC y \acute{C} uk deben cumplir dos condiciones. En primer lugar, su tensión debe ser constante, por lo que la frecuencia de conmutación (f_s) debe ser suficientemente alta respecto de la frecuencia de resonancia (f_r). Por otro lado, se debe mantener un rizado de tensión bajo. Se establece $f_s > 100 \cdot f_r$ para asegurar una tensión constante, por lo que, de acuerdo con la Ecuación (2.11), se obtiene un valor de capacidad mínimo de $45 \mu\text{F}$. Para satisfacer además la segunda condición, se establece $C_1 = C_2 = 470 \mu\text{F}$, de esta forma se obtiene un valor de rizado inferior a 40 mV de acuerdo con la Ecuación (2.12), y que corresponde con un $0,04$ % de V_g .

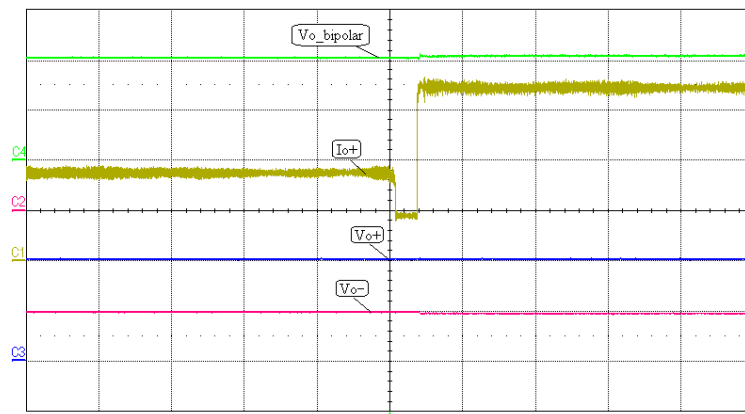
En la selección de los condensadores de salida C_{o1} y C_{o2} se emplea la Ecuación (2.13). Se establece un rizado máximo del $0,01$ % de las tensiones de salida V_o^+ y V_o^- , por lo que, para $C_{o1} = C_{o2} = 820 \mu\text{F}$ se obtiene un rizado de tensión inferior a 22 mV. Los valores de los componentes del prototipo experimental del convertidor SEPIC- \acute{C} uk combinado se muestran en la Tabla 3.7.

Tabla 3.7. Valores de los componentes del prototipo experimental del convertidor SEPIC- \acute{C} uk combinado.

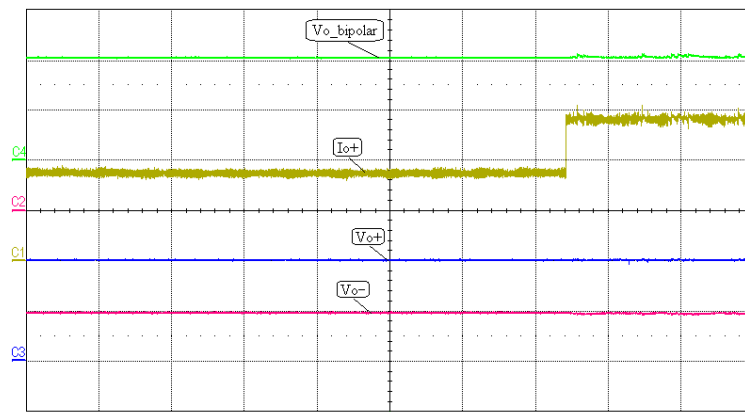
<i>Componente</i>	<i>Denominación</i>	<i>Principales características</i>
D_1, D_2	MUR1560	600 V, 15 A, 1,12 V a 15 A, 150 °C
S	IGBT50N60T	600 V, 50 A, 1,5 V a 175 °C
L_1	No comercial	5,2 mH, 10 A
L_2, L_3	No comercial	1,0 mH, 10 A
C_1	TK Series	470 μF , 250 V
C_2	TK Series	470 μF , 400 V
C_{o1}, C_{o2}	TK Series	820 μF , 250 V

Los resultados experimentales se han obtenido en dos condiciones diferentes de carga: una con cargas desequilibradas, es decir, distinto consumo en cada salida del convertidor combinado, y otra para carga bipolar, es decir, una carga conectada entre los terminales positivo y negativo.

En la Figura 3.10 se muestran las medidas tanto de tensión como de corriente a la salida del convertidor obtenidas con el osciloscopio, para las distintas situaciones testeadas.



a) Cargas equilibradas y desequilibradas.



b) Carga bipolar y carga en la salida positiva.

Figura 3.10. Resultados experimentales del convertidor SEPIC-Ćuk combinado. Corriente de salida positiva I_o^+ (Canal C1: 500 mA/div, -500 mA offset); tensión de salida negativa V_o^- (Canal C2: 100 V/div, 0 V offset); tensión de salida positiva V_o^+ (Canal C3: 100 V/div, -300 V offset); salida bipolar V_o (Canal C4: 200 V/div, 200 V offset).

En primer lugar, como se muestra en la Figura 3.10a, se conectan dos cargas de igual valor a cada salida del convertidor combinado, haciendo que este suministre 0,85 A por las salidas positiva y negativa. A continuación, se duplica el consumo de la salida positiva hasta un valor de 1,7 A, mientras que la salida negativa sigue

suministrando 0,85 A. En la segunda condición de carga, mostrada en la Figura 3.10b, sólo la carga de 0,85 A sigue conectada a la salida positiva, y posteriormente se conecta una carga bipolar de 0,4 A, a 400 V.

Los valores de tensión y corriente medidos en la salida del prototipo experimental, así como la potencia y el rendimiento en cada escenario están resumidos en la Tabla 3.8. Como se muestra, aparece un pequeño desequilibrio en las tensiones de salida, con un valor de 6,2 V para el caso más desfavorable (carga bipolar y salida positiva) que representa un 1,55 % de la tensión nominal. El rendimiento del convertidor oscila entre el 84,5 % y el 88 %, siendo estos valores aceptables para muchas aplicaciones, y donde se ha tenido en cuenta las pérdidas en los componentes pasivos y los dispositivos de conmutación.

Tabla 3.8. Valores de tensión y corriente medidos en la salida del prototipo experimental del convertidor SEPIC-Ćuk combinado para las distintas condiciones de carga.

<i>Tipo de carga</i>	<i>Tensión de salida</i> V_o^+, V_o^- (V)	<i>Corriente de salida</i> I_o^+, I_o^- (A)	<i>Cargas</i> R_{Load1}, R_{Load2} y R_{Load3} (Ω)	P_{salida} (W)	η (%)
Carga bipolar	198,5 -200,6	0,40 -0,40	N/C, N/C 1000	160	88,5
Carga en salida positiva	199,3 -200,1	0,85 0,00	235, N/C N/C	170	88,6
Carga bipolar y en salida positiva	198,2 -204,4	1,25 -0,40	235, N/C 1000	330	86,2
Cargas equilibradas	198,5 -202,4	0,85 -0,85	235, 235 N/C	340	87,2
Cargas desequilibradas	197,9 -203,5	1,70 -0,85	118, 235 N/C	510	84,9

3.3. Convertidor de una entrada y salida bipolar: Zeta-Buck-Boost combinado

El convertidor Zeta-Buck-Boost combinado también puede reproducir una tensión de salida bipolar. Para evaluar su comportamiento, se han realizado dos simulaciones distintas. En la primera se analiza la respuesta del convertidor combinado en CCM con carga constante y tensión de entrada constante. En la segunda simulación, se analiza el comportamiento en DCM y en CCM; para tensiones de entrada diferentes y condiciones de carga variables.

3.3.1. Comportamiento en CCM y carga constante

Para unas condiciones con carga constante y modo de operación CCM, se ha simulado el convertidor Zeta-Buck-Boost combinado mostrado en la Figura 3.11 y presentado en la referencia [99]. El control PWM se ha diseñado para obtener una tensión de salida de ± 200 V, con una frecuencia de conmutación de 20 kHz. La fuente de tensión de entrada en este caso es de 100 V con una resistencia en serie de $0,2 \Omega$. Considerando que el convertidor funciona en CCM y teniendo en cuenta la Ecuación (2.18), el ciclo de trabajo (D) se establece en $2/3$.

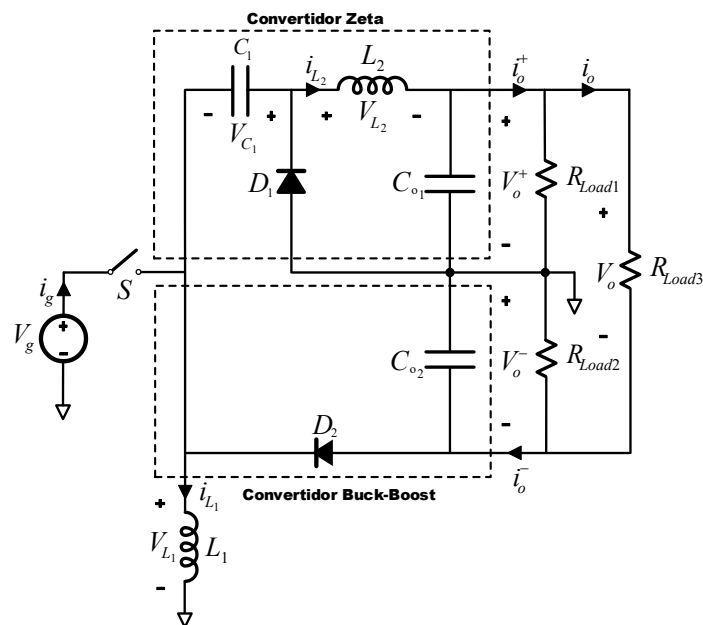


Figura 3.11. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado con tres cargas.

En la Tabla 3.9 se muestran los valores de los componentes seleccionados, así como las condiciones de carga para la simulación del convertidor combinado.

Tabla 3.9. Valores empleados en la simulación del convertidor Zeta-Buck-Boost.

<i>Componente</i>		<i>Valor</i>
Inductor de entrada, L_1		1 mH
Inductor de salida, L_2		1 mH
Condensador de enlace, C_1		470 μ F
Condensadores de filtrado de la salida, C_{o1}, C_{o2}		820 μ F
Cargas monopolares	R_{Load1}	50 Ω
	R_{Load2}	50 Ω
Carga bipolar	R_{Load3}	100 Ω

Los valores establecidos para las bobinas L_1 y L_2 , permiten obtener un bajo rizado de corriente, mientras que, para el condensador de enlace C_1 , así como los condensadores de salida C_{o1} y C_{o2} , se eligen valores que permitan obtener una tensión constante y un bajo rizado de tensión. En este caso, teniendo en cuenta la Ecuación (2.17), para los valores de R_{Load1} , R_{Load2} y R_{Load3} la resistencia equivalente (R_{eq}) es de 12,5 Ω , menor que el de la resistencia crítica ($R_{crit.}$), que en este caso tiene un valor de 180 Ω , por lo que el convertidor funciona en CCM.

La Figura 3.12 muestra la forma de onda obtenida mediante simulación de la corriente de entrada y salida del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado. La corriente del convertidor combinado a la entrada (I_g) y en la salida de polaridad negativa (I_{D2}) es pulsante (tiene forma trapezoidal) y su valor es cero durante una parte del periodo. Mientras que, en la salida positiva, la corriente (I_{L2}) es no pulsante (posee forma triangular) y no se anula durante todo el periodo. Esto implica que es necesario una mayor capacidad de filtrado para la salida negativa frente a la positiva, además, aparecen picos elevados de corriente en la entrada.

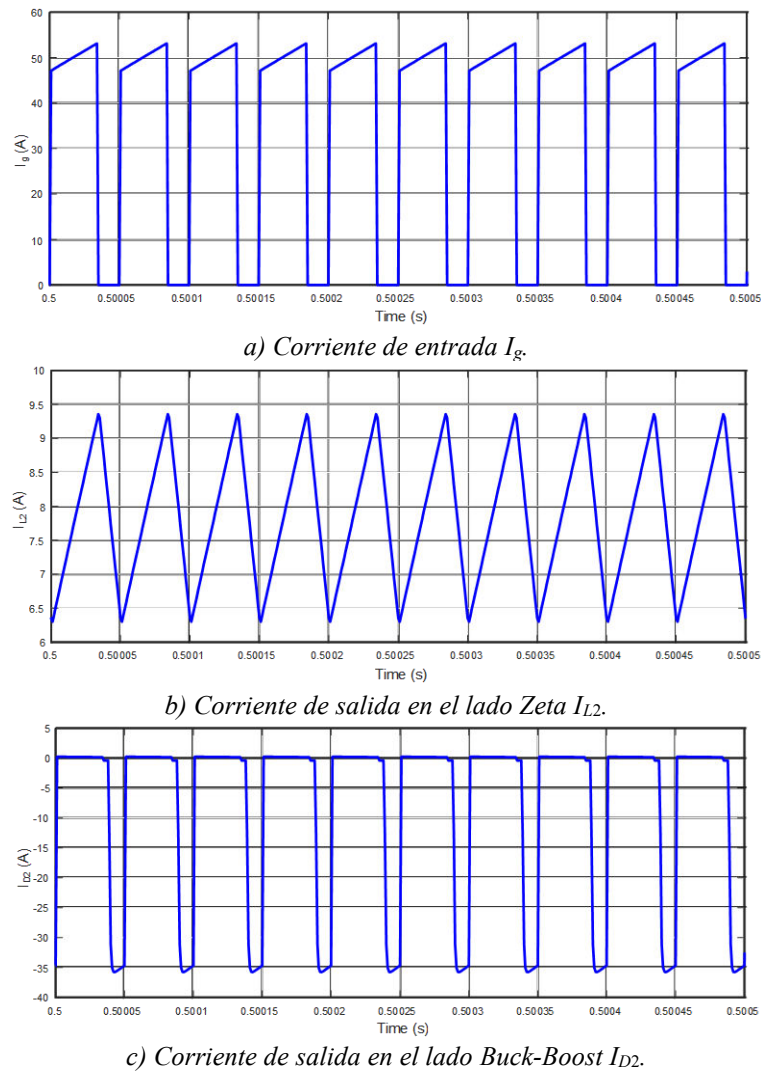


Figura 3.12. Corriente entrada y salida del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado.

En este sentido, la corriente de entrada (I_g) tiene un valor de pico de 53 A, con un valor medio de 36,1 A. Mientras que, la corriente de la salida positiva tiene un rizado de 3 A, con un valor medio de 8 A, el cual corresponde a la corriente suministrada a las cargas R_{Load1} y R_{Load3} , de 4 A en ambos casos. La corriente de la salida negativa posee un pico de corriente de -35 A, con un valor medio de -8 A. Este valor se corresponde con la corriente en las cargas R_{Load2} y R_{Load3} , de 4 A cada una. Las tensiones de salida tienen un pequeño rizado de 1 V aproximadamente, lo cual se corresponde con un 0,5 % de su valor nominal. Las medidas obtenidas en esta simulación están resumidas en la Tabla 3.10.

Capítulo 3. Discusión y Resultados

Tabla 3.10. Valores obtenidos en la simulación del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado.

	<i>Rizado y/o Valor de pico</i>	<i>Valor medio</i>	<i>Forma de onda</i>
Corriente de entrada (I_g)	53 A de pico	36,1 A	Pulsante
Corriente positiva (I_{o1})	3 A de pico a pico	8 A	No pulsante
Corriente negativa (I_{o2})	-35 A de pico	-8 A	Pulsante
Tensión de salida (V_o^+ , V_o^-)	1 V de pico a pico	± 200 V	–

La Tabla 3.11 muestra los valores medios de las tensiones e intensidades en los componentes del convertidor combinado para las condiciones dadas en la simulación. Se puede comprobar que los tres dispositivos de conmutación soportan la misma tensión en no conducción. Sin embargo, la corriente que soporta el interruptor es mucho mayor que la soportada por los diodos, puesto que el convertidor está funcionando como elevador de tensión y reductor de corriente.

Tabla 3.11. Valores medios de las tensiones e intensidades en los componentes del convertidor combinado Zeta-Buck-Boost.

	<i>Interruptor (S)</i>	<i>D₁</i>	<i>D₂</i>
Tensión en los semiconductores en no conducción (V)	292	292	292
Corriente media en los semiconductores (A)	36,1	8	8
	V_{C1}		
Tensión media en los condensadores (V)	200		
	$I_{L1,AVG}$	$I_{L2,AVG}$	
Corriente media en las bobinas (A)	36,1	8	

En cuanto a las tensiones y corrientes medias por los dispositivos de almacenamiento de energía, la corriente media en la bobina de entrada L_1 , por la misma razón, es mucho mayor que en el inductor de la salida positiva L_2 . Este comportamiento permite verificar la validez del análisis teórico realizado en el capítulo anterior.

3.3.2. Comportamiento en CCM, DCM, y carga variable

Una segunda simulación del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado se ha llevado a cabo mediante la conexión de tres cargas como se muestra en la Figura 3.11, cuyos resultados han sido publicados en la referencia [95]. En este caso, los resultados se han obtenido para valores de carga variable, con el convertidor funcionando como elevador y reductor, tanto en CCM como en DCM. La frecuencia de conmutación es de 50 kHz. La fuente de tensión emula una fuente de energía renovable (RES) con dos valores distintos de tensión, primero de 12 V y luego de 48 V.

En estas condiciones, el ciclo de trabajo (D) se puede determinar a partir de la Ecuación (2.18) para CCM. En modo elevador y teniendo en cuenta que la tensión de entrada (V_g) es de 12 V, la tensión de salida se establece en ± 48 V y el ciclo de trabajo (D) en un 80 %. Mientras que, para el funcionamiento en modo reductor y una tensión de entrada (V_g) de 48 V, y la tensión de salida de ± 12 V, por lo que el ciclo de trabajo es del 20 %. Teniendo en cuenta que $V_o = V_o^+ + V_o^-$, la carga bipolar está conectada a una tensión de 96 V cuando el convertidor funciona como elevador y de 24 V cuando funciona como reductor.

El valor de las inductancias L_1 y L_2 se ha elegido para tener un bajo rizado de corriente de entrada y salida, Δi_{L1} y Δi_{L2} . De la misma forma, el valor del condensador de enlace C_1 , así como los condensadores de salida C_{o1} y C_{o2} , se eligen para tener una tensión constante y un bajo rizado de tensión. Los valores establecidos para los componentes del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado son los mostrados en la Tabla 3.12.

Las tres cargas se conectan de la siguiente forma, R_{Load1} entre el terminal positivo y de referencia, R_{Load2} una entre el terminal negativo y de referencia, y la carga bipolar R_{Load3} , entre los terminales positivo y negativo. Los valores de R_{Load1} , R_{Load2} y R_{Load3} se eligen de forma que el convertidor pueda funcionar en los distintos modos de funcionamiento, CCM y DCM.

Tabla 3.12. Valores de los componentes del convertidor Zeta-Buck-Boost.

<i>Componente</i>	<i>Valor</i>
Fuente de tensión CC (convertidor elevador)	12 V
Fuente de tensión CC (convertidor reductor)	48 V
Inductor de entrada, L_1	54 μ H
Inductor de salida, L_2	27 μ H
Condensador de enlace, C_1	47 μ F
Condensadores de filtrado de la salida, C_{o1}, C_{o2}	4700 μ F

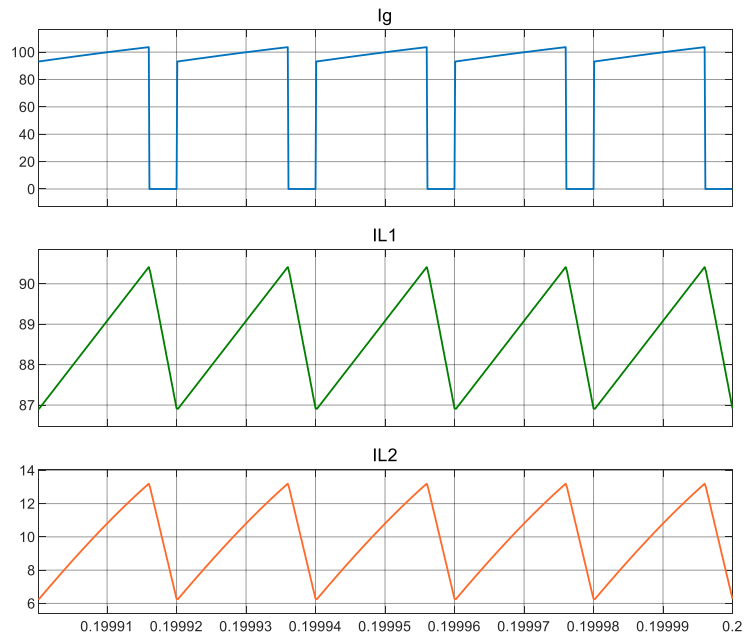
De acuerdo con la Ecuación (2.14), el valor de la resistencia crítica ($R_{crit.}$) es de 62,8 Ω cuando funciona como elevador y de 3,9 Ω en modo reductor. Los valores de resistencia de carga que aseguran que el convertidor funcione en CCM y en DCM, se muestran en la Tabla 3.13. Con estos valores de resistencia de carga, es posible simular el comportamiento del convertidor en cuatro escenarios: elevador-CCM, elevador-DCM, reductor-CCM y reductor-DCM.

Tabla 3.13. Valores de las resistencias de carga del convertidor combinado Zeta-Buck-Boost para los distintos modos de funcionamiento.

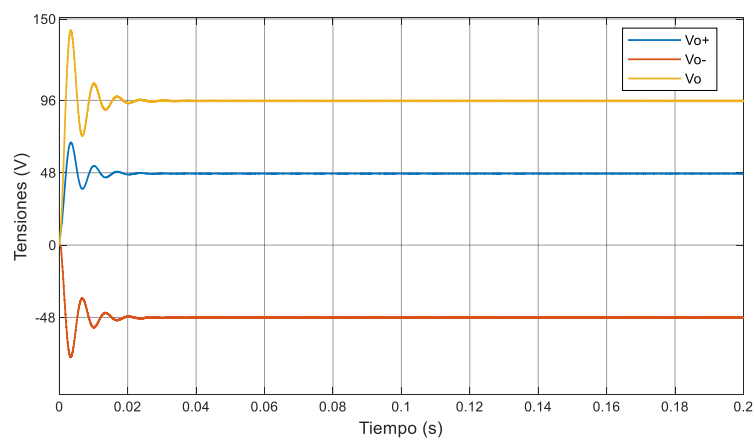
<i>Tipo de salida</i>	<i>Resistencia crítica ($R_{crit.}$)</i>	<i>Cargas $R_{Load1}, R_{Load2}, R_{Load3}$</i>	<i>Resistencia equivalente (R_{eq})</i>	<i>Modo de funcionamiento</i>
Elevadora	62,8 Ω	200 Ω , 200 Ω , 10 Ω	2,4 Ω	CCM
		200 Ω , 200 Ω , 800 Ω	66,6 Ω	DCM
Reductora	3,9 Ω	10 Ω , 10 Ω , 25 Ω	2,7 Ω	CCM
		10 Ω , 10 Ω , 200 Ω	4,5 Ω	DCM

En la Figura 3.13, se muestran los resultados del convertidor combinado funcionando como elevador en CCM. La Figura 3.13a muestra la corriente de entrada (I_g), la corriente en la bobina de entrada (I_{L1}) y la de salida positiva (I_{L2}). Puesto que el convertidor está en modo continuo, I_g , no se anula durante el periodo de conmutación, sino que comienza el periodo con un valor de carga previo.

Las tensiones de salida se muestran en la Figura 3.13b, las cuales corresponden con 48 V para la salida positiva, -48 V en la salida negativa y 96 V en la bipolar.



a) Corrientes a través de V_g , L_1 y L_2 .

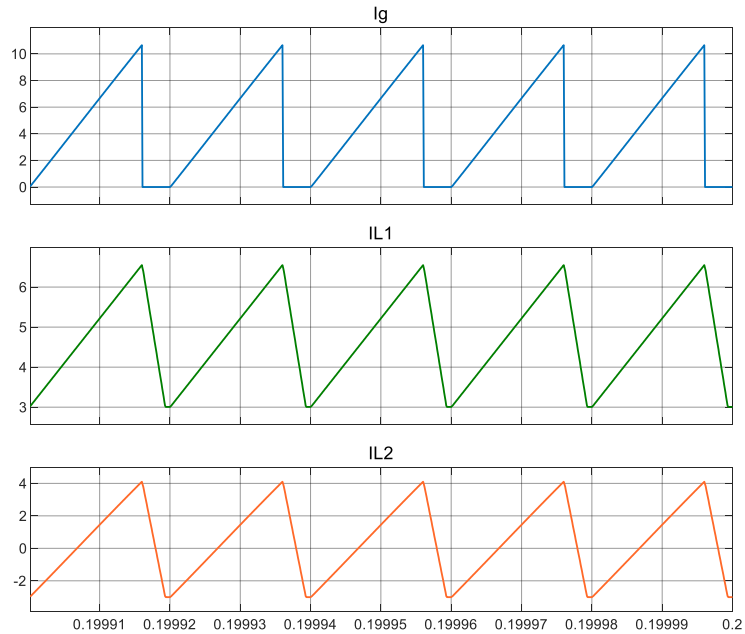


b) Tensiones de salida.

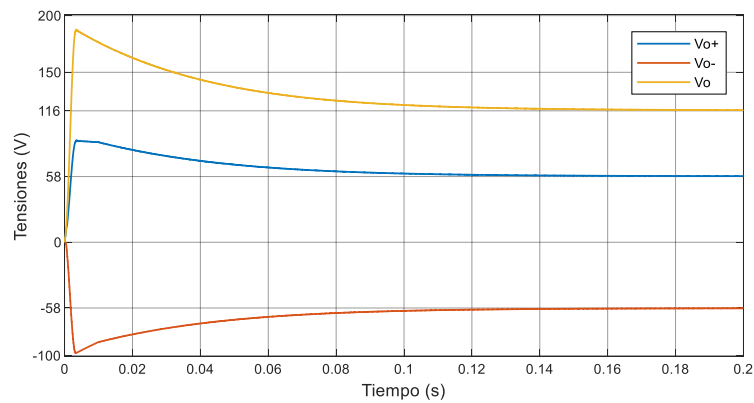
Figura 3.13. Resultados de la simulación para el convertidor Zeta-Buck-Boost combinado como elevador en CCM.

La Figura 3.14 muestra los resultados del convertidor funcionando como elevador en DCM. En este modo de funcionamiento, la corriente de entrada comienza en cero en cada periodo, como se muestra en la Figura 3.14a. Este comportamiento también se refleja en las corrientes I_{L1} y I_{L2} .

Las tensiones se alejan de los resultados del convertidor funcionando en CCM, como se muestra en la Figura 3.14b. En este caso, coincidiendo con el resultado de aplicar la Ecuación (2.19), la salida positiva y negativa tienen una tensión de $\pm 58,42$ V, mientras que en la carga bipolar la tensión es de 116,84 V.



a) Corrientes a través de V_g , L_1 y L_2 .



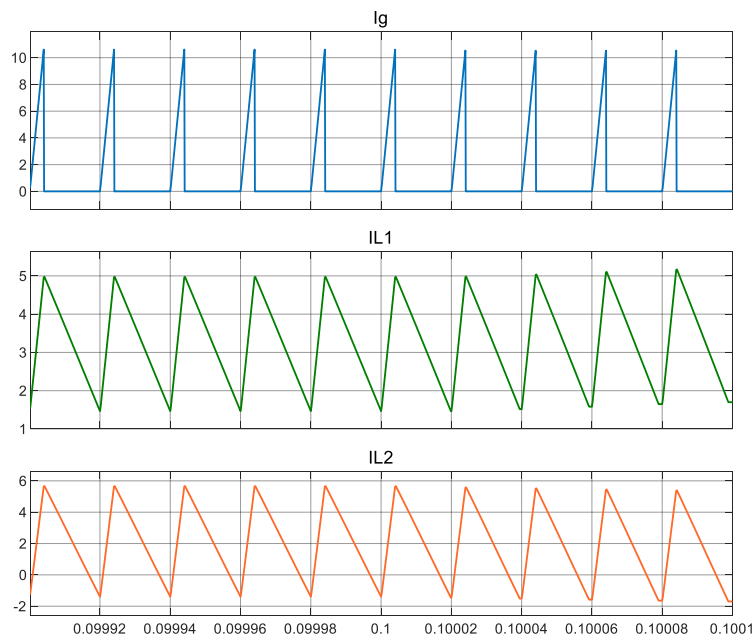
b) Tensiones de salida.

Figura 3.14. Resultados de la simulación para el convertidor Zeta-Buck-Boost combinado como elevador en DCM.

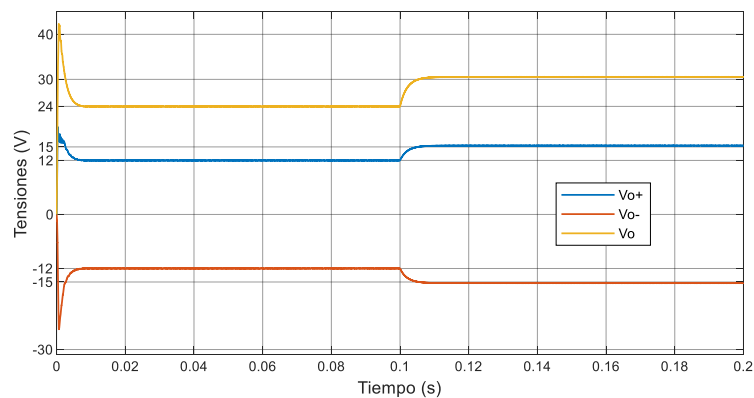
Igualmente, cuando el convertidor combinado funciona como reductor, el comportamiento de las corrientes y tensiones es similar al funcionamiento como elevador. En la Figura 3.15 se muestran los resultados del convertidor como

reductor funcionando en DCM. En este caso, la corriente de entrada se mantiene en cero durante una parte del periodo.

En la Figura 3.15b, se muestra la variación en la tensión de salida cuando se produce un cambio en la carga, lo que provoca que el convertidor cambie su modo de funcionamiento de CCM a DCM. En modo continuo, las tensiones de salida son ± 12 V y 24 V, mientras que en modo discontinuo las tensiones pasan a ser $\pm 15,25$ V y 30,50 V, para V_o^+ , V_o^- y V_o respectivamente.



a) Corrientes a través de V_g , L_1 y L_2 .



b) Tensiones de salida.

Figura 3.15. Resultados de la simulación para el convertidor Zeta-Buck-Boost combinado como reductor en CCM y DCM.

Estos resultados de simulación reflejan las diferencias del funcionamiento en un modo u otro, tanto si el convertidor eleva o reduce la tensión de salida respecto de la entrada. Cuando funciona en CCM, la tensión de salida no depende de la carga y permanece constante, mientras que en DCM depende de la carga y se aleja de los valores establecidos para CCM.

La Tabla 3.14 resume los resultados de las tensiones de entrada y salida del convertidor en las cuatro situaciones en las que se ha simulado.

Tabla 3.14. Valores de tensión de entrada y salida del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado en los distintos modos de funcionamiento.

<i>Tipo de salida</i>	<i>Tensión de entrada, V_g</i>	<i>Modo de funcionamiento</i>	<i>Tensiones de salida, V_o^+, V_o^- y V_o</i>
Elevadora	12 V	CCM (Figura 3.13)	± 48 V, 96 V
		DCM (Figura 3.14)	$\pm 58,42$ V, 116,84 V
Reductora	48 V	CCM (Figura 3.15, $t < 0,1$ s)	± 12 V, 24 V
		DCM (Figura 3.15, $t > 0,1$ s)	$\pm 15,25$ V, 30,50 V

El convertidor Zeta-Buck-Boost combinado funciona de forma adecuada, verificando el análisis teórico previo, para los distintos modos de funcionamiento testados en la simulación.

3.4. Convertidor de una entrada y salida bipolar: Zeta-CSC combinado

Se ha desarrollado un modelo de simulación para el convertidor Zeta-CSC combinado, mostrado en la Figura 3.16. Esta simulación permite evaluar el comportamiento del convertidor funcionando en CCM y en DCM para diferentes condiciones de carga [100].

En la simulación, se ha empleado un IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) como interruptor de potencia, con un circuito de disparo controlado mediante PWM para una tensión de salida de ± 200 V y una frecuencia de conmutación de 25 kHz.

Para la alimentación (V_g), se ha conectado una fuente de tensión de 100 V con una resistencia serie de 0,1 Ω . Para que el convertidor combinado funcione en CCM, de acuerdo con la Ecuación (2.25), se establece el ciclo de trabajo D en un 66,67 %.

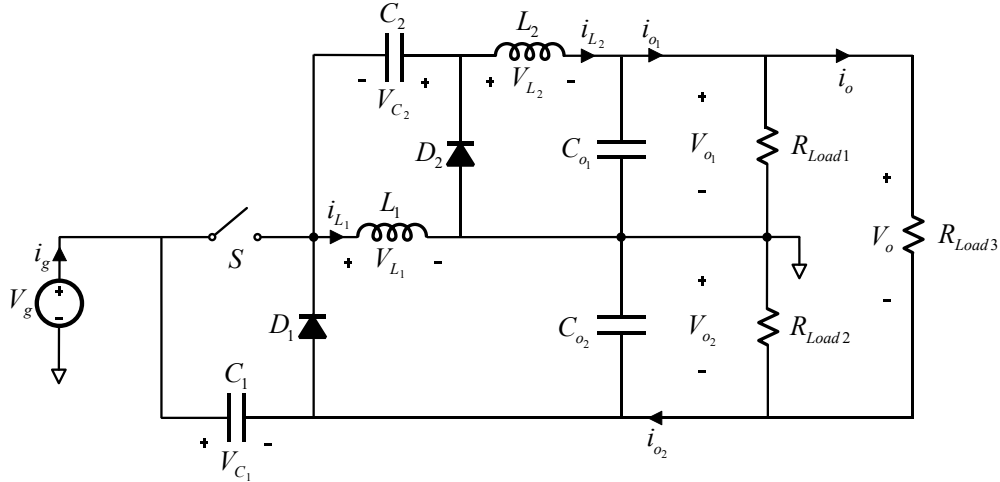


Figura 3.16. Convertidor Zeta-CSC combinado con tres cargas.

Los valores de las bobinas L_1 y L_2 , se establecen en 1 mH, permitiendo tener un bajo rizado de corriente. Los condensadores de enlace C_1 y C_2 , así como los condensadores de salida C_{o1} y C_{o2} , tienen un valor de 470 μF , lo que proporciona una tensión constante y con un bajo rizado. Los valores de los componentes del convertidor combinado, así como las condiciones de las cargas, se muestran en la Tabla 3.15.

Tabla 3.15. Valores de los componentes para la simulación del convertidor Zeta-CSC.

Componente	Valor	
Fuente de tensión CC, V_g	100 V	
Resistencia serie de la fuente de tensión CC	0,1 Ω	
Inductor de entrada, L_1	1 mH	
Inductor de salida, L_2	1 mH	
Condensadores de entrada, C_1, C_2	470 μF	
Condensadores de filtrado de la salida, C_{o1}, C_{o2}	470 μF	
Cargas monopolares	R_{Load1}	50 Ω
	R_{Load2}	50 Ω
Carga bipolar	R_{Load3}	100 Ω

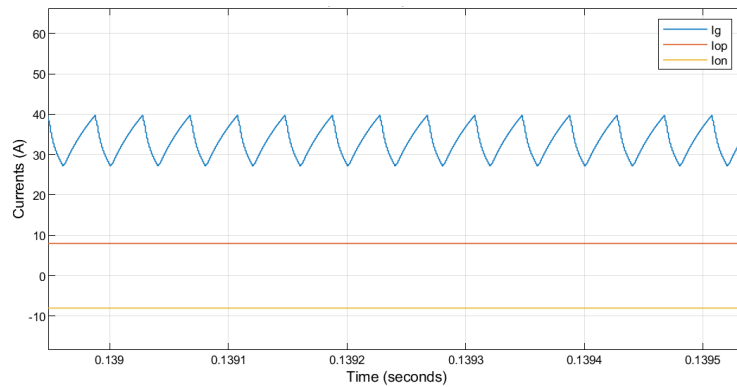
La carga está formada por una resistencia en cada terminal de salida y el terminal de referencia (R_{Load1} y R_{Load2}), y otra entre el terminal positivo y negativo, es decir, una carga bipolar (R_{Load3}). Para simular un comportamiento de cargas desequilibradas, se conecta en paralelo con la carga del terminal negativo (R_{Load2}) una carga de igual valor. Así, el conjunto de cargas consumirá el doble de corriente, puesto que su resistencia se reduce a la mitad.

De acuerdo con el análisis del convertidor combinado, se puede determinar el valor de la resistencia crítica ($R_{crit.}$), límite entre los modos CCM y DCM, mediante la Ecuación (2.21), resultando un valor de 225Ω para estas condiciones. Según la Ecuación (2.24), el valor de la resistencia equivalente R_{eq} es de $12,5 \Omega$ para las cargas equilibradas y 10Ω para las cargas desequilibradas. Teniendo en cuenta la Ecuación (2.23), el convertidor funciona en CCM en ambas condiciones de carga.

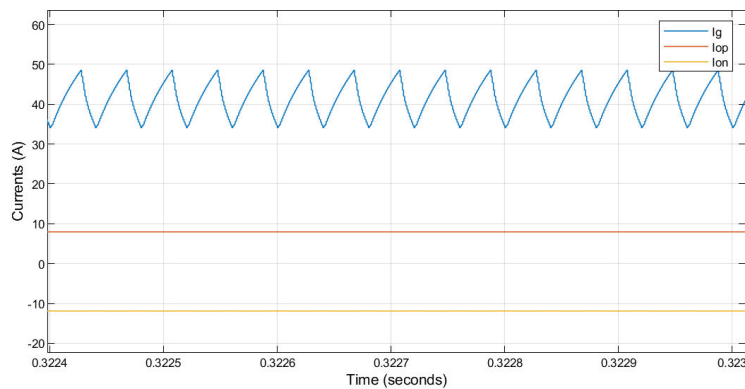
Los resultados de las corrientes obtenidas durante la simulación se muestran en la Figura 3.17. En primer lugar, se conectan las tres cargas de forma equilibrada, por lo que cada salida del convertidor suministra la misma potencia, como se muestra en la Figura 3.17a. El incremento del consumo de corriente de la salida negativa, debido al cambio en la carga, se muestra en la Figura 3.17b. En ambas figuras, se muestra que la forma de onda de la corriente de entrada (I_g) del convertidor es no pulsante y mantiene su forma triangular, en ambas condiciones de carga. La respuesta transitoria de las corrientes se muestra en la Figura 3.17c, donde la corriente I_g pasa de tener un valor de $41,2 \text{ A}$ a otro de 53 A , a partir de $0,2 \text{ s}$. Las tensiones de salida permanecen en su valor de referencia durante toda la simulación, con una pequeña oscilación cuando varía la carga, como se muestra en la Figura 3.18.

Los valores medios en cada elemento del convertidor están resumidos en la Tabla 3.16. Las corrientes de salida son de $\pm 8 \text{ A}$ para cargas equilibradas y de $7,9 \text{ A}$ y $-11,8 \text{ A}$ para el caso de cargas desequilibradas, que corresponden con las corrientes medias por el inductor L_2 para la salida positiva y el diodo D_1 para la salida negativa.

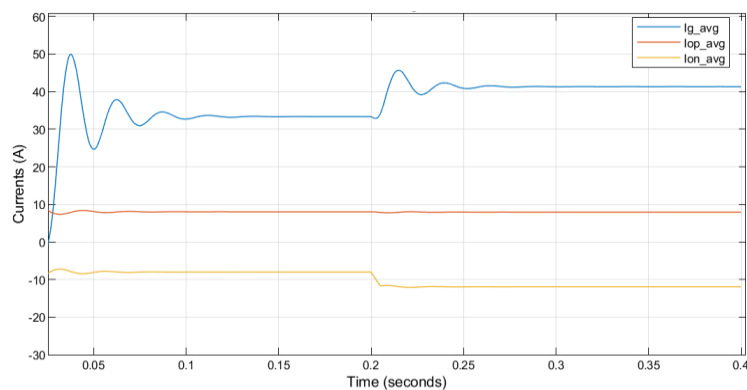
La tensión de entrada al convertidor varía de 96,7 V para cargas equilibradas a 95,9 V para cargas desequilibradas. Esto se debe a que la corriente de entrada en las condiciones de simulación, es mayor para el caso de cargas desequilibradas, lo que provoca una mayor caída de tensión en la resistencia en serie con la fuente.



a) Corrientes de entrada y salida para cargas equilibradas.



b) Corrientes de entrada y salida para cargas desequilibradas.



c) Valor medio de las corrientes.

Figura 3.17. Resultados de simulación del convertidor Zeta-CSC: corrientes de entrada y salida.

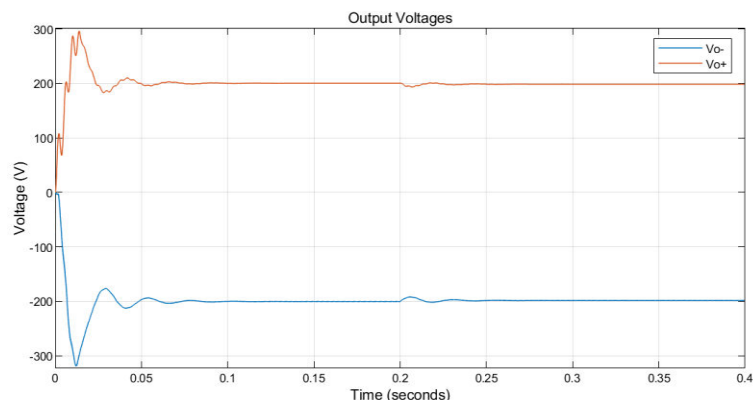


Figura 3.18. Resultados de simulación del convertidor Zeta-CSC: tensiones de salida.

Tabla 3.16. Valores medios de corriente y de tensión en cada componente del convertidor Zeta-CSC combinado.

	<i>Cargas equilibradas</i>	<i>Cargas desequilibradas</i>
Corriente por el interruptor S	33,20 A	41,2 A
Corriente por el diodo D_1	8,0 A	8,04 A
Corriente por el diodo D_2	8,0 A	11,80 A
Corriente por el inductor L_1	41,20 A	53,00 A
Corriente por el inductor L_2	8,0 A	7,9 A
Corriente de entrada I_g	33,2 A	41,2 A
Corriente de salida positiva I_o^+	8 A	7,9 A
Corriente de salida negativa I_o^-	-8 A	-11,9 A
Tensión de entrada al convertidor	96,7 V	95,9 V
Tensión en el condensador C_1	296,7 V	294,5 V
Tensión en el condensador C_2	199,5 V	199,5 V
Tensiones de salida (V_o^+ , V_o^-)	± 200 V	± 200 V

Los distintos resultados verifican que el convertidor Zeta-CSC combinado con el control PWM, es capaz de responder adecuadamente a las distintas condiciones de carga, de acuerdo con el análisis teórico realizado previamente.

3.5. Comparación de las configuraciones bipolares propuestas

Las configuraciones de convertidores CC-CC combinados de una entrada y salida bipolar simuladas en los apartados anteriores son: SEPIC-Ćuk, Zeta-Buck-Boost y Zeta-CSC. La tensión de salida bipolar, se caracteriza por tener un mismo valor, pero con polaridad invertida. Las tres configuraciones son muy similares puesto que, en todos los casos, la salida es tipo reductora-elevadora, y todas tienen un número similar de componentes. En esta sección, se realiza una comparación mediante simulación para determinar las características que las diferencian [101]. Se analiza el tipo de corriente de entrada y de salida, el rizado de corriente en cada caso, y si es de tipo pulsante o no. Estas características permiten determinar los requisitos de diseño, como el filtrado necesario y, en cierta medida, evaluar la eficiencia del conjunto.

Para llevar a cabo la simulación de los tres convertidores se ha diseñado una red CC bipolar como la mostrada en la Figura 3.19.

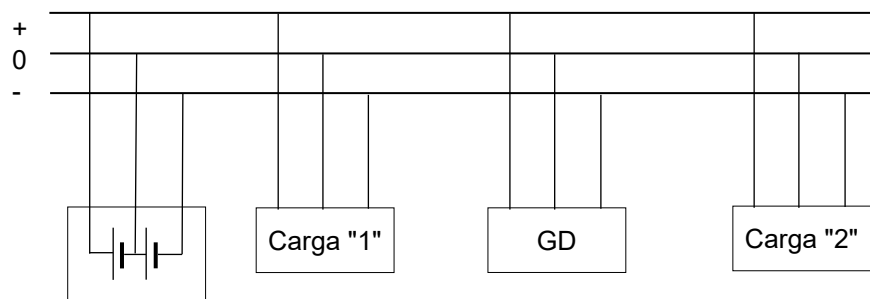


Figura 3.19. Modelo de simulación de red CC bipolar.

La red CC bipolar está formada por una fuente de CC de ± 200 V, una primera carga (Carga “1”) que consume 16 kW a la tensión de red, una segunda carga (Carga “2”) de 20 kW y un sistema de Generación Distribuida (GD).

El sistema GD se ha modelado utilizando una fuente de CC de 100 V y el convertidor de una entrada y salida bipolar a evaluar en cada caso. El control PWM se ajusta para que, el sistema de Generación Distribuida suministre inicialmente una potencia de 1,5 kW, y 0,5 s después, se ajusta el ciclo de trabajo para suministrar 2,2 kW.

El sistema GD está conectado a la red bipolar de CC mediante el convertidor combinado SEPIC-Ćuk, Zeta-Buck-Boost o Zeta-CSC. Los valores de los componentes pasivos de cada convertidor se muestran en la Tabla 3.17.

Tabla 3.17. Valores de los componentes pasivos de los tres convertidores bipolares.

<i>Componente</i>	<i>SEPIC-Ćuk</i>	<i>Zeta-Buck-Boost</i>	<i>Zeta-CSC</i>
Inductor de entrada, L_1 (mH)	1	1	1
Inductor de salida, L_2 (mH)	1	1	1
Inductor de salida, L_3 (mH)	1	N/C	N/C
Condensador de enlace, C_1 (μ F)	470	470	470
Condensador de enlace, C_2 (μ F)	470	N/C	470
Condensador de salida, C_{o1} (μ F)	2200	2200	2200
Condensador de salida, C_{o2} (μ F)	2200	2200	2200

En primer lugar, se simula el convertidor SEPIC-Ćuk combinado. La Figura 3.20 muestra los valores medios obtenidos de las corrientes de entrada y salida del convertidor. El valor medio de la corriente de entrada, antes del cambio en el ciclo de trabajo, es de 15 A y después del cambio de 22 A. En cuanto a las corrientes de salida, sus valores medios son de 3,5 A cuando el sistema GD suministra 1,5 kW y de 5,3 A cuando suministra 2,2 kW.

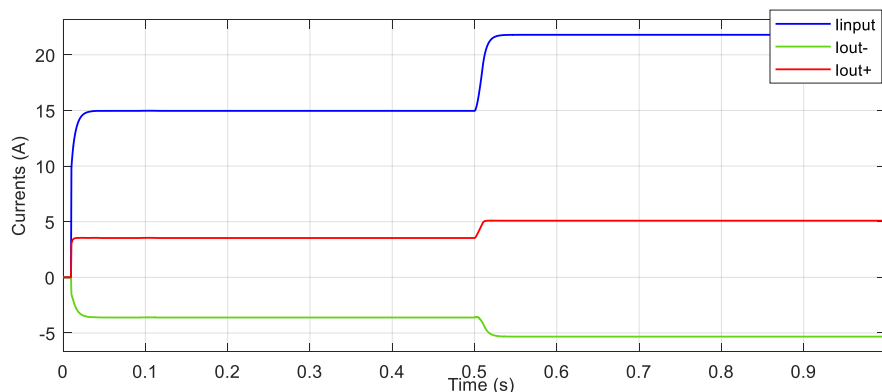


Figura 3.20. Corriente media de entrada y salida para el convertidor SEPIC-Ćuk.

La forma de onda de las corrientes de entrada y salida, cuando el sistema GD suministra su mayor valor de potencia, se muestran en la Figura 3.21. Las medidas para las corrientes de salida se han tomado antes del condensador de filtrado. La corriente de entrada es no pulsante, con un valor pico a pico de 3,2 A, que oscila entre 20,4 A y 23,6 A. La salida del lado positivo (SEPIC) es pulsante, alcanzando un valor máximo de 21,6 A. Mientras que la corriente de salida del lado negativo (Ćuk) es no pulsante, con un valor pico a pico de 3,1 A, que oscila entre - 6,9 A y - 3,8 A.

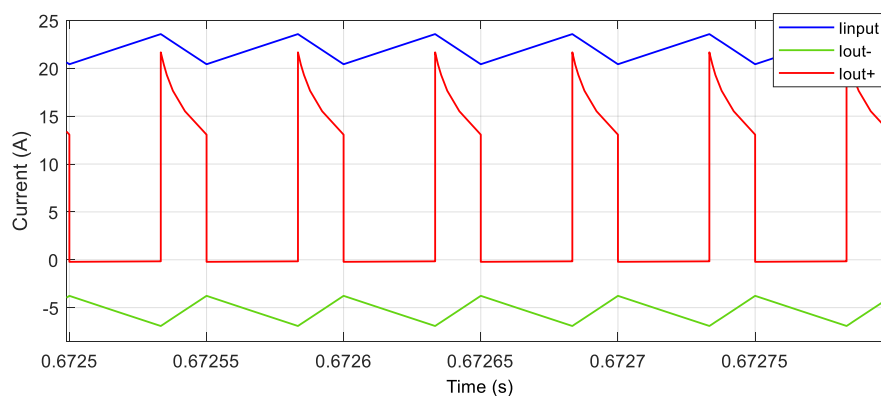


Figura 3.21. Corriente de entrada y salida para el convertidor SEPIC-Ćuk.

Cuando el sistema GD está conectado a la red bipolar mediante el convertidor Zeta-Buck-Boost combinado, con la misma estrategia de control PWM aplicada al convertidor SEPIC-Ćuk, los valores medios obtenidos para las corrientes de entrada y salida son los mismos que los mostrados en la Figura 3.20. La forma de onda de la corriente de entrada y salida se muestran en la Figura 3.22. La corriente de entrada es pulsante, con un valor máximo de 35,5 A. Mientras que la corriente de salida del lado positivo (Zeta) presenta una forma no pulsante, con un valor pico a pico de 3 A, que oscila entre 3,5 A y 6,5 A. En la salida negativa (Buck-Boost), la corriente es pulsante con un valor máximo de -27,5 A.

Por último, se conecta el sistema de GD mediante el convertidor Zeta-CSC combinado, con la misma estrategia de control aplicada al convertidor SEPIC-Ćuk. Los valores medios obtenidos de las corrientes de entrada y salida son los mismos que en el convertidor SEPIC-Ćuk, Figura 3.20. La forma de onda de la corriente de entrada y de salida se muestra en la Figura 3.23. Siendo la corriente de entrada

pulsante, con un valor máximo de 38,5 A. La corriente de salida en el lado positivo (Zeta) es no pulsante y su valor oscila entre 3,5 A y 6,4 A, por lo que el valor pico a pico es de 2,9 A. La corriente de salida en el lado negativo (CSC) es pulsante con un valor máximo de -27,5 A.

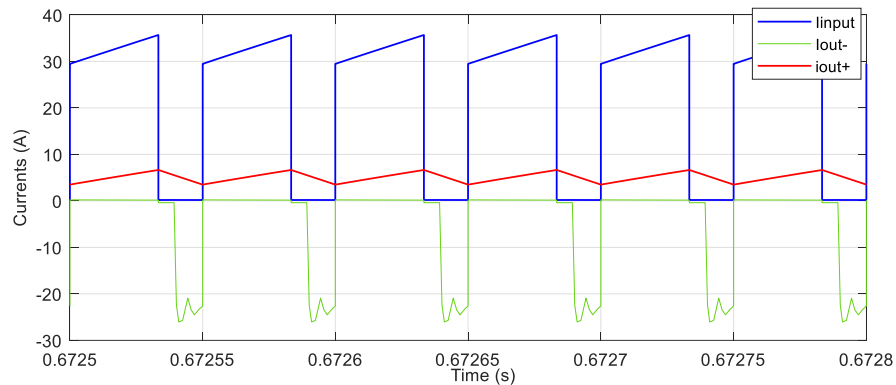


Figura 3.22. Corriente de entrada y salida para el convertidor Zeta-Buck-Boost.

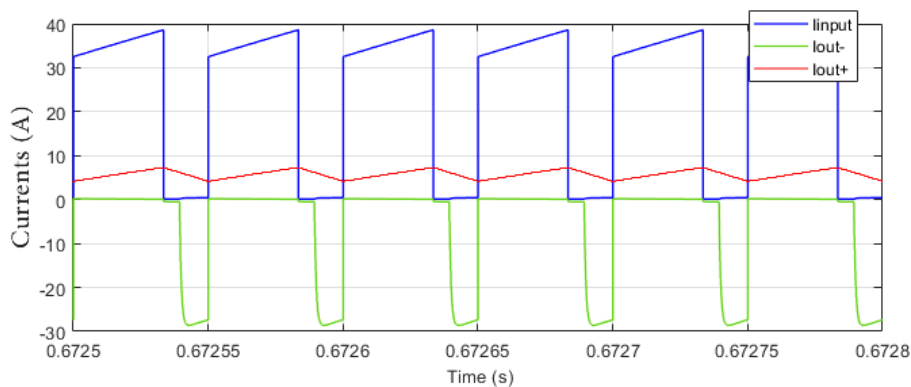


Figura 3.23. Corriente de entrada y salida para el convertidor Zeta-CSC combinado.

En la Tabla 3.18 se resumen las características de las corrientes de las tres configuraciones analizadas mediante simulación.

Las tres topologías han proporcionado una respuesta adecuada en la simulación de una red CC bipolar, obteniéndose distintas formas de onda de corriente de entrada y salida, pulsante o no pulsante. Los convertidores Zeta-Buck-Boost y Zeta-CSC tienen mayores picos de corriente a la entrada y salida, por lo que se requieren componentes con mayores especificaciones que soporten esos valores.

Tabla 3.18. Características de la corriente de entrada y salida obtenidas para cada configuración de convertidor combinado.

	<i>SEPIC-Ćuk</i>	<i>Zeta-Buck-Boost</i>	<i>Zeta-CSC</i>
Corriente de entrada (I_g)	No pulsante 3,2 A de pico a pico	Pulsante 35,5 A de pico	Pulsante 38,5 A de pico
Corriente de salida positiva (I_o^+)	Pulsante 21,6 A de pico	No pulsante 3 A de pico a pico	No pulsante 2,9 A de pico a pico
Corriente de salida negativa (I_o^-)	No pulsante 3,1 A de pico a pico	Pulsante -27,5 A de pico	Pulsante -27,5 A de pico

La Tabla 3.19 permite comparar el número de componentes pasivos y el tipo de conexión del nodo de referencia del interruptor de potencia, de los tres convertidores analizados.

Tabla 3.19. Número de componentes de los tres convertidores bipolares y tipo de conexión del interruptor de potencia.

	<i>SEPIC-Ćuk</i>	<i>Zeta-Buck-Boost</i>	<i>Zeta-CSC</i>
Número de inductores	3	2	2
Número de condensadores	4	3	4
Tipo de conexión del interruptor (S)	No flotante	Flotante	Flotante

El convertidor SEPIC-Ćuk es el único de los tres que tiene el terminal del interruptor conectado a la referencia. Esto supone una ventaja respecto de los otros dos en cuanto al diseño del control. Sin embargo, requiere un número mayor de elementos pasivos. El convertidor Zeta-Buck-Boost requiere un menor número de elementos pasivos comparado con los otros dos, por lo que tendrá menores pérdidas y un menor orden dinámico.

3.6. Convertidor de una entrada y tres salidas: SEPIC-Boost-Ćuk combinado

El convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado es una configuración de una entrada y tres salidas. Como se muestra en la Figura 3.24, es posible conectar seis cargas entre los distintos terminales de salida, permitiendo obtener hasta seis valores de tensión diferentes.

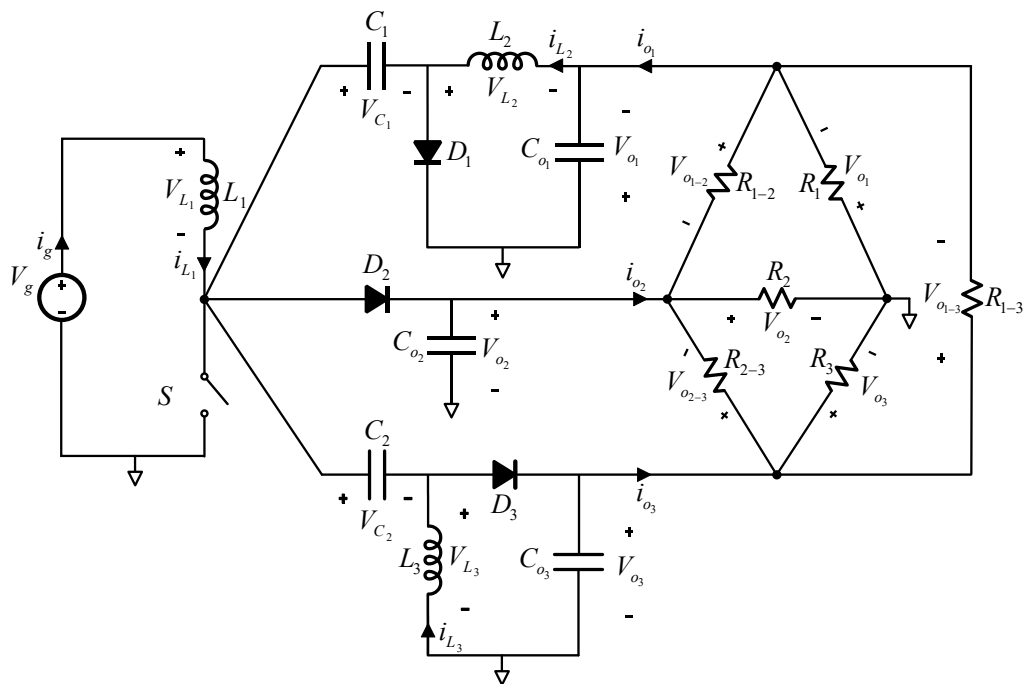


Figura 3.24. Convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado con seis cargas.

Esta configuración ha sido simulada para analizar su comportamiento y ha sido testeada mediante un prototipo experimental en laboratorio. Los resultados obtenidos en ambos casos se analizan a continuación.

3.6.1. Resultados simulación

La simulación del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado permite verificar la respuesta del mismo para la configuración de seis cargas, Figura 3.24, presentada en la referencia [103]. La tensión de entrada V_g empleada es de 48 V, similar al valor de un bus CC formado por paneles fotovoltaicos o un banco de baterías (4x12 V de valor nominal). El ciclo de trabajo se establece en 1/5 y la

frecuencia de conmutación en 25 kHz. Teniendo en cuenta la relación de conversión en CCM, los valores de la tensión para las salidas simples y compuestas son los siguientes:

$$\begin{aligned} V_{o_1} &= -12 \text{ V}; & V_{o_2} &= 60 \text{ V}; & V_{o_3} &= 12 \text{ V} \\ V_{o_{1-2}} &= -72 \text{ V}; & V_{o_{2-3}} &= 48 \text{ V}; & V_{o_{1-3}} &= 24 \text{ V} \end{aligned}$$

La selección de los elementos pasivos ha seguido los criterios de diseño del análisis previo de los convertidores combinados. El valor de L_1 se selecciona en base al rizado de la corriente de entrada, de manera que según la Ecuación (2.34), para un valor de 5 mH, el rizado obtenido es de 77 mA.

Para asegurar el funcionamiento en CCM, el valor de la resistencia equivalente en cada salida, según la Ecuación (2.28) para el lado Ćuk y SEPIC (R_{o1} y R_{o3}), y con la Ecuación (2.29) para el lado Boost (R_{o2}), debe ser:

$$R_{o_1} < 130 \Omega \quad ; \quad R_{o_2} < 651 \Omega \quad ; \quad R_{o_3} < 130 \Omega$$

Para los condensadores C_1 y C_2 , se establece que la frecuencia de resonancia debe ser 100 veces menor que la frecuencia de conmutación. Al aplicar la Ecuación (2.35), resulta un valor de capacidad mínimo de 40 μF . Se elige 47 μF , lo que permite un rizado en la tensión menor a 20 mV según (2.36), correspondiente al 0,04 % de V_g .

Para los condensadores de salida C_{o1} , C_{o2} y C_{o3} se elige un valor de 470 μF , para un rizado de tensión de salida de 2 mV, de acuerdo con la Ecuación (2.37), correspondiente al 0,016 % de V_{o1} , el 0,003 % de V_{o2} y un 0,016 % de V_{o3} , respecto de sus valores nominales.

Los valores de los componentes pasivos empleados en la simulación del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado se resumen en la Tabla 3.20.

Tabla 3.20. Valor de los componentes del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado.

<i>Componente</i>	<i>Valor</i>
Inductor de entrada, L_1	5 mH
Inductores de salida, L_2, L_3	5 mH
Condensadores de entrada, C_1, C_2	47 μ F
Condensadores de filtrado de la salida, C_{o1}, C_{o2}	470 μ F
Condensador de filtrado de la salida, C_{o3}	47 μ F

Los valores empleados para las cargas durante la simulación son:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_{1-3} = 47\Omega; \quad R_{1-2} = 216\Omega; \quad R_{2-3} = \infty$$

Teniendo en cuenta (2.32), para estos valores de carga, la resistencia equivalente en cada salida del convertidor combinado es de:

$$R_{o_1} = 10,9\Omega; \quad R_{o_2} = 37,3\Omega; \quad R_{o_3} = 15,7\Omega$$

Estos valores aseguran que el convertidor combinado funcione en CCM.

Las tensiones de salida obtenidas en la simulación se muestran en la Figura 3.25. En todos los casos, la respuesta coincide con el valor teórico correspondiente a cada salida con un rizado de tensión inferior al 0,1 %.

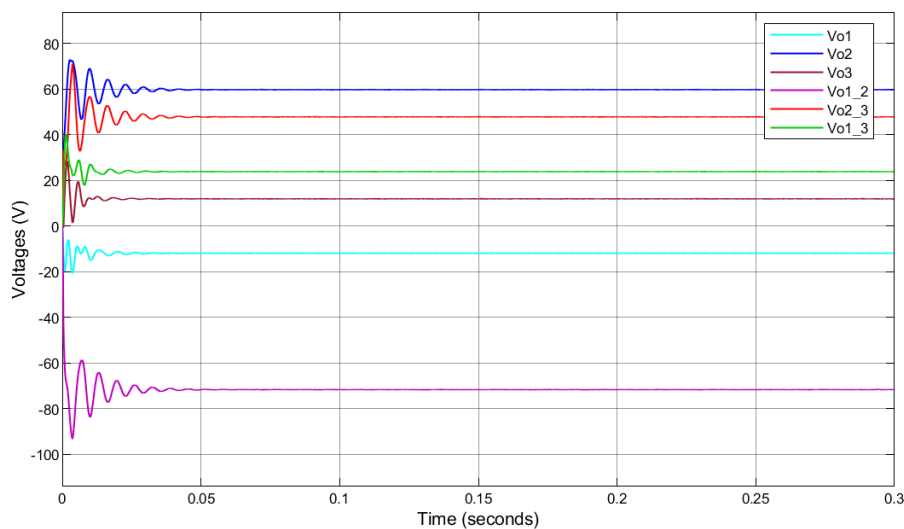


Figura 3.25. Resultados de simulación del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado para seis cargas. Tensiones de salida.

De la misma forma, la corriente de entrada y las corrientes de salida del convertidor combinado se muestran en la Figura 3.26. Para todos los casos, las corrientes han sido medidas antes de los condensadores de filtrado (C_{o1} , C_{o2} y C_{o3}), por lo que la corriente I_{o1} (lado Ćuk) se corresponde con la que circula por L_2 , la salida I_{o2} (lado Boost) con la medida en D_2 y la salida I_{o3} (lado SEPIC) con la que circula por el diodo D_3 . Los valores medios obtenidos de las corrientes de entrada y salida del convertidor combinado son los siguientes:

$$I_g = 2,5 \text{ A}; \quad I_{o1} = -1,10 \text{ A}; \quad I_{o2} = 1,60 \text{ A}; \quad I_{o3} = 0,76 \text{ A}$$

Estos valores, permiten verificar los resultados obtenidos teóricamente teniendo en cuenta la tensión de salida y la resistencia equivalente calculada.

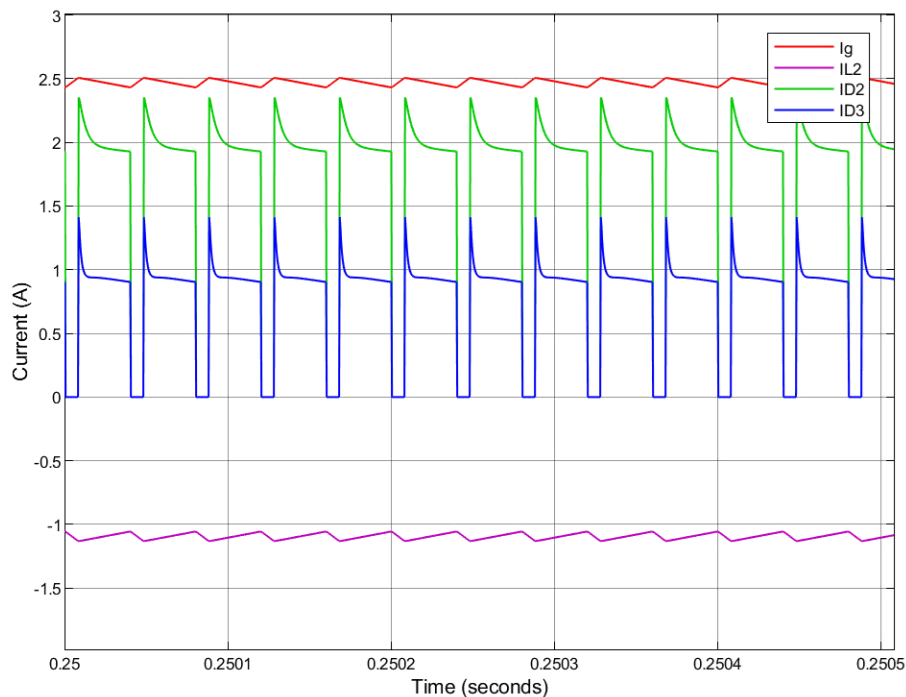


Figura 3.26. Resultados de simulación del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado. Formas de onda de la corriente a la entrada y salida.

Respecto a la forma de onda en cada caso, como se muestra en la Figura 3.26, la corriente de entrada (I_g) tiene un pequeño rizado del 3 % de su valor medio y es no pulsante, es decir, tiene forma triangular. Igualmente ocurre para la corriente de salida del lado Ćuk (I_{o1}), que es no pulsante. Sin embargo, las corrientes del lado Boost (I_{o2}) y SEPIC (I_{o3}) son pulsantes y, como se muestra, su valor es cero durante

una parte del periodo de conmutación, causando picos de corriente de elevado valor.

Esta simulación permite evaluar la propuesta de convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado y verificar el análisis teórico del mismo. Este convertidor es capaz de ofrecer hasta seis niveles de tensión de salida diferentes, para una sola entrada y con un solo interruptor de potencia.

3.6.2. Resultados experimentales

El convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado (Figura 3.24) ha sido testado mediante un prototipo experimental, cuyos resultados han sido presentados en las referencias [94] y [103]. Las condiciones de carga son similares a las empleadas en la simulación del apartado anterior, lo que hace posible comparar ambos resultados. El prototipo se ha diseñado para una potencia de 250 W, con una tensión de entrada de 48 V. Esta fuente emula un conjunto de baterías y una etapa rectificadora conectada a la red CA, para mantener la carga en dichas baterías, similar a una fuente de energía renovable de tipo CC con almacenamiento. La alimentación externa se conecta a las baterías cuando éstas alcanzan un nivel de descarga significativo.

El ciclo de trabajo se establece en 1/5 con una frecuencia de conmutación de 25 kHz. Para estas condiciones y el convertidor funcionando en CCM, los valores teóricos de las tensiones de salida, corresponden a:

$$\begin{aligned} V_{o_1} &= -12 \text{ V}; & V_{o_2} &= 60 \text{ V}; & V_{o_3} &= 12 \text{ V} \\ V_{o_{1-2}} &= -72 \text{ V}; & V_{o_{2-3}} &= 48 \text{ V}; & V_{o_{1-3}} &= 24 \text{ V} \end{aligned}$$

El prototipo ha sido implementado en dos placas de circuito impreso (*Printed Circuit Board*, PCB) una con el convertidor combinado y otra con el circuito de control y el circuito rectificador de la fuente de alimentación. El conjunto se encuentra instalado en un armario para facilitar su utilización, como se muestra en la Figura 3.27.



Figura 3.27. Prototipo experimental del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado.

El diagrama de bloques del prototipo, en las condiciones que se han obtenido los resultados experimentales, se muestra en la Figura 3.28. Para el control, se ha generado una señal PWM mediante el controlador comercial TL494, que tiene una salida referida al terminal de alimentación del circuito integrado, arranque suave y protección de sobretensión. Como interruptor de potencia se emplea un IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Se ha implementado un circuito disparo que acondiciona la señal de control del IGBT y proporciona una corriente elevada para la carga de la capacidad de puerta del semiconductor. También se ha añadido, un circuito amortiguador (*snubber*), formado por un condensador y una resistencia, que trata de absorber los picos de tensión generados por la conmutación del interruptor.

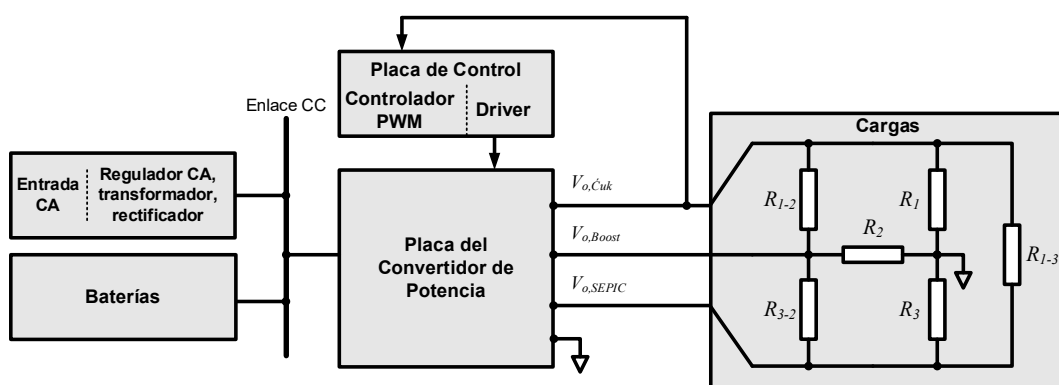


Figura 3.28. Diagrama de bloques del prototipo experimental.

Para la selección de los elementos pasivos, se ha tenido en cuenta el análisis previo del convertidor combinado, al igual que en la simulación. El valor de L_1 se elige de acuerdo con el rizado de corriente máximo admisible. Según la Ecuación (2.34), para un valor de inductancia L_1 de 5 mH, se consigue un rizado de corriente inferior a 100 mA, que corresponde con el 2% de I_g para 250 W.

De la misma forma, para que el convertidor combinado funcione en CCM, el valor de la resistencia equivalente en cada salida debe cumplir la Ecuación (2.28) para el lado Cúk (R_{o1}) y el lado SEPIC (R_{o3}), y para el lado Boost (R_{o2}) la Ecuación (2.29). Esto permite calcular los valores de resistencia máximos en cada caso:

$$R_{o_1} < 130 \Omega \quad ; \quad R_{o_2} < 651 \Omega \quad ; \quad R_{o_3} < 130 \Omega$$

Lo que se corresponde con unas corrientes mínimas para cada salida de:

$$I_{o_1} > -93 \text{ mA} \quad ; \quad I_{o_2} > 93 \text{ mA} \quad ; \quad I_{o_3} > 93 \text{ mA}$$

Respecto a los condensadores C_1 y C_2 , la frecuencia de resonancia se establece en un valor 100 veces menor que la frecuencia de conmutación resultando una capacidad mínima de 40 μF según (2.35). Se elige un valor comercial de 220 μF , lo que permite una oscilación inferior a 4 mV, correspondiente al 0,008 % de V_g , según la Ecuación (2.36).

Los condensadores de salida C_{o1} , C_{o2} y C_{o3} se eligen teniendo en cuenta la Ecuación (2.37). Para un valor de 470 μF el rizado de tensión de salida es inferior a 2 mV, que corresponde al 0,016 % de V_{o1} , el 0,003 % de V_{o2} y el 0,016 % de V_{o3} , respecto de sus valores nominales.

La Tabla 3.21 resume las características y los valores de los componentes del prototipo de convertidor SEPIC-Boost-Cúk combinado, tanto los elementos pasivos como los semiconductores empleados.

Tabla 3.21. Características de los componentes del prototipo del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado.

<i>Componente</i>	<i>Denominación</i>	<i>Principales características</i>
D_1	40EPF02	200 V, 40 A, 1 V a 40 A, 150 °C
D_2	F15S60S	600 V, 15 A, 2,5 V a 15 A, 150 °C
D_3	BY229	200 V, 8 A, 1,85 V a 8 A, 150 °C
IGBT	40N60B3	600 V, 70 A, 1,5 V a 150 °C
L_1, L_2, L_3	Wilco	5 mH, 5 A, 170 mΩ
C_1, C_2	TK Series	220 μF, 400 V
$C_{o1} C_{o2} C_{o3}$	TK Series	470 μF, 200 V

En la Figura 3.29 se muestra la disposición de componentes sobre la PCB del convertidor combinado desarrollado, junto a la PCB de alimentación y control.

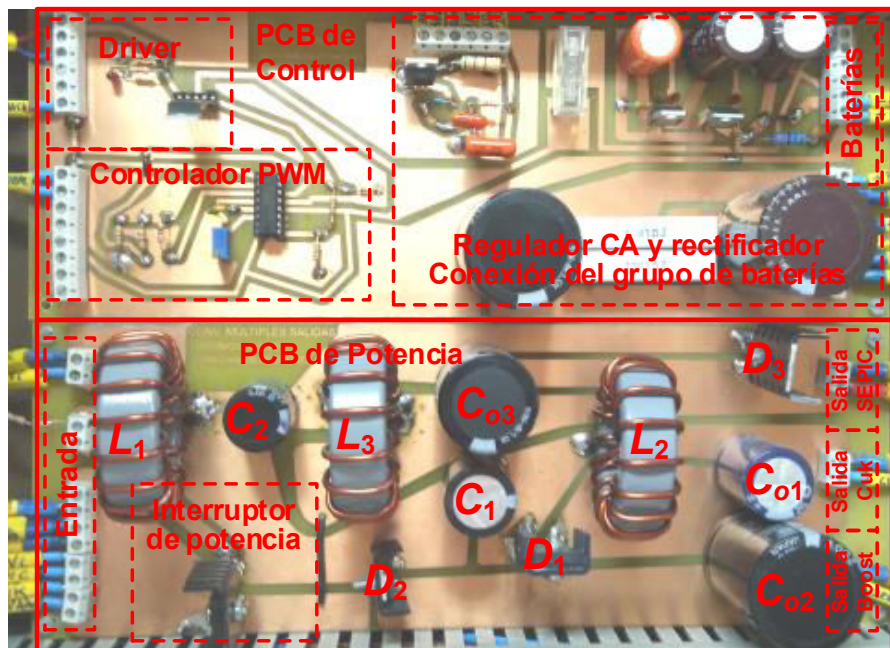


Figura 3.29. Placas de circuito impreso con el controlador PWM y los elementos del convertidor combinado SEPIC-Boost-Ćuk.

Se ha realizado una primera prueba conectando una carga simple en cada una de las tres salidas (R_1, R_2 y R_3), con los siguientes valores:

$$R_1 = 40\Omega; \quad R_2 = 230\Omega; \quad R_3 = 40\Omega$$

Las corrientes medias obtenidas en cada salida son las siguientes:

$$I_g = 541 \text{ mA}; \quad I_{o_1} = -311 \text{ mA}; \quad I_{o_2} = 275 \text{ mA}; \quad I_{o_3} = 307 \text{ mA}$$

Y las tensiones, en este caso, son:

$$V_{o_1} = -12,44 \text{ V}; \quad V_{o_2} = 63,25 \text{ V}; \quad V_{o_3} = 12,28 \text{ V}$$

Estas pequeñas variaciones respecto de los valores teóricos, se deben a las no idealidades de los componentes pasivos, así como de la fuente de tensión empleada.

En esta primera prueba, la potencia transferida a la salida del convertidor es de 25 W, con un rendimiento del 95 %. En la Tabla 3.22 se resumen los resultados experimentales del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk para tres cargas.

Tabla 3.22. Resultados experimentales del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk para tres cargas.

	<i>Resistencia (Ω)</i>	<i>Tensión (V)</i>	<i>Corriente (mA)</i>	<i>Potencia (W)</i>
Entrada	N/C	48,70	541	26,35
R_1	40	-12,44	-311	3,87
R_2	230	63,25	275	17,39
R_3	40	12,28	307	3,77
Total				26,35

En un primer test, se realiza un cambio en el valor de la carga en la salida del lado Boost (R_2) desde 230 Ω a 130 Ω , por lo que la corriente suministrada cambia de 275 mA a 475 mA. La Figura 3.30 muestra las tensiones de salida simples y la corriente en el lado Boost (I_{o_2}) y su respuesta ante el cambio de perfil de carga. Durante este cambio, la tensión de salida V_{o_2} varía sólo un 4 % de su valor nominal, mientras que el resto de las salidas apenas se ven afectadas.

La forma de onda de la tensión por los inductores, además de la señal de control aplicada al dispositivo IGBT se muestra en la Figura 3.31.

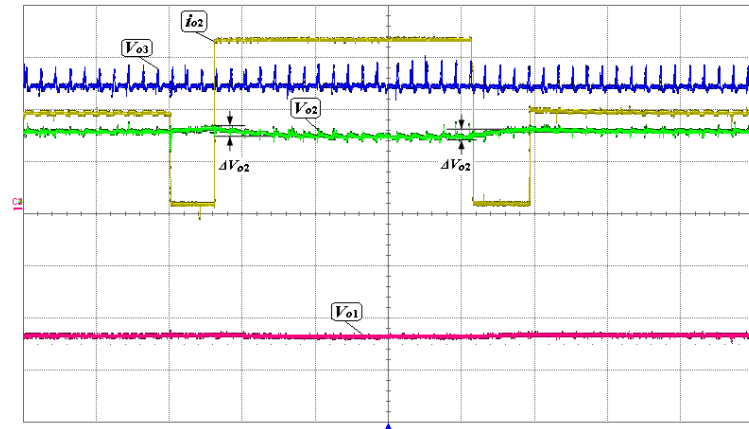


Figura 3.30. Resultados experimentales para tres cargas. Respuesta de las tensiones de salida cuando I_{o2} varía. Corriente de salida I_{o2} (Canal C1: 140 mA/div, offset 0 A); tensión de salida V_{o1} (Canal C2: 5 V/div, offset de 0 V), tensión de salida V_{o2} (Canal C4: 40 V/div, offset de 0 V) y tensión de salida V_{o3} (Canal C3: 5 V/div, offset de 0 V). Tiempo = 50 ms/div.

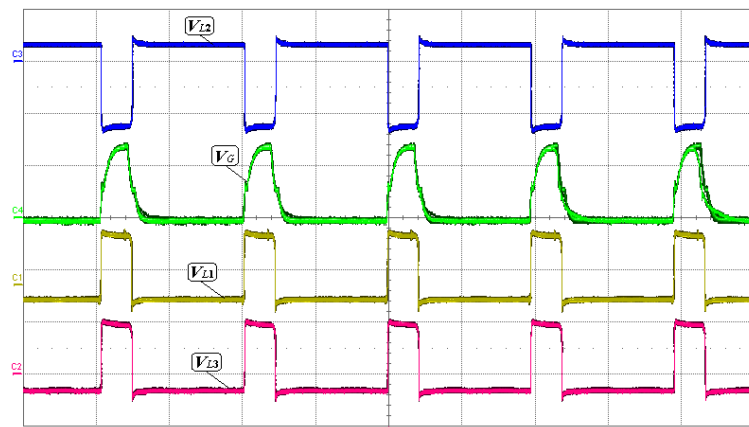


Figura 3.31. Resultados experimentales para tres cargas. Tensión en L_1 , V_{L1} (Canal C1: 50 V/div, -65 V de offset); tensión en L_3 , V_{L3} (Canal C2: 50 V/div, -150 V de offset); tensión en L_2 , V_{L2} (Canal C3: 40 V/div, 120 V de offset); señal PWM del IGBT, V_G (Canal 4: 10 V/div, 0 de offset). Tiempo 20 μ s/div.

Cuando el interruptor se encuentra en conducción, la tensión en el inductor L_1 es igual a la tensión de entrada, 48 V, y cambia a -12 V cuando el interruptor no conduce. En L_2 , los valores de tensión entre sus terminales son -48 V cuando conduce el interruptor y 12 V cuando no conduce. Por último, los valores de tensión en L_3 varían entre 48 V, la misma que en C_2 , y -12 V correspondientes a $-V_{o3}$. El valor de la tensión aplicada a la puerta del IGBT se encuentra entre 0 V y 15 V, valores requeridos para las transiciones, con un ciclo de trabajo del 20 %.

Las corrientes por los inductores de entrada y salida son las mostradas en la Figura 3.32. Los valores medios obtenidos para dichas corrientes son 900 mA para I_{L1} , mientras que para I_{L2} y I_{L3} el valor medio corresponde a 300 mA.

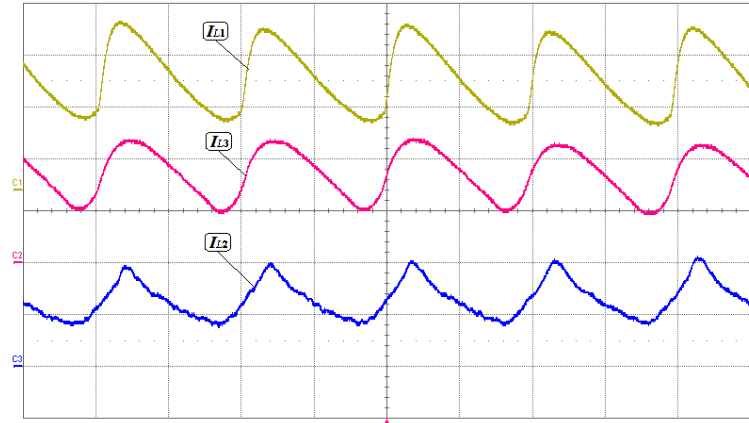


Figura 3.32. Resultados experimentales para tres cargas. Corriente por L_1 , I_{L1} (Canal C1: 0,5 A/div, 0,25 A de offset), corriente por L_2 , I_{L2} (Canal C3: 0,2 A/div, -0,6 A offset); corriente por L_3 , I_{L3} (Canal C2: 0,2 A/div, -0,2 A offset). Tiempo 20 μ s/div.

Se ha realizado un segundo ensayo para cinco cargas, con los siguientes valores de resistencia:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_{1-3} = 47\Omega; \quad R_{1-2} = 216\Omega; \quad R_{2-3} = \infty$$

En este caso, aplicando la Ecuación (2.32), los valores equivalentes de las resistencias de salida son:

$$R_{o_1} = 10,9\Omega; \quad R_{o_2} = 37,3\Omega; \quad R_{o_3} = 15,7\Omega$$

Por lo que se asegura que el convertidor combinado funciona en CCM.

Las tensiones de salida simples y compuestas obtenidas en esta prueba son:

$$\begin{aligned} V_{o_1} &= -12,0\text{V}; & V_{o_2} &= 59,7\text{V}; & V_{o_3} &= 11,8\text{V} \\ V_{o_{1-2}} &= -71,7\text{V}; & V_{o_{2-3}} &= 47,9\text{V}; & V_{o_{1-3}} &= 23,8\text{V} \end{aligned}$$

En la Tabla 3.23 se muestran las medidas de tensión y corriente en cada una de las cargas durante la prueba. En este caso, el rendimiento del conjunto es del 80 %.

Tabla 3.23. Resultados experimentales del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk para cinco cargas.

	<i>Resistencia (Ω)</i>	<i>Tensión (V)</i>	<i>Corriente (mA)</i>	<i>Potencia (W)</i>
Entrada	N/C	48	3100	148,80
R_1	47	-12	-255	3,06
R_2	47	59,7	1270	75,83
R_3	47	11,8	251	2,96
R_{1-3}	47	23,8	506	12,05
R_{1-2}	216	-71,7	-332	23,80
R_{2-3}	∞	47,9	0	3,06
Total				117,71

La Figura 3.33 muestra la forma de onda de las corrientes de entrada y salida del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado con cinco cargas. Los valores medios de las corrientes para cada salida simple, teniendo en cuenta la Ecuación (2.33), son los siguientes:

$$I_{o_1} = -1,09 \text{ A}; \quad I_{o_2} = 1,6 \text{ A}; \quad I_{o_3} = 0,75 \text{ A}$$

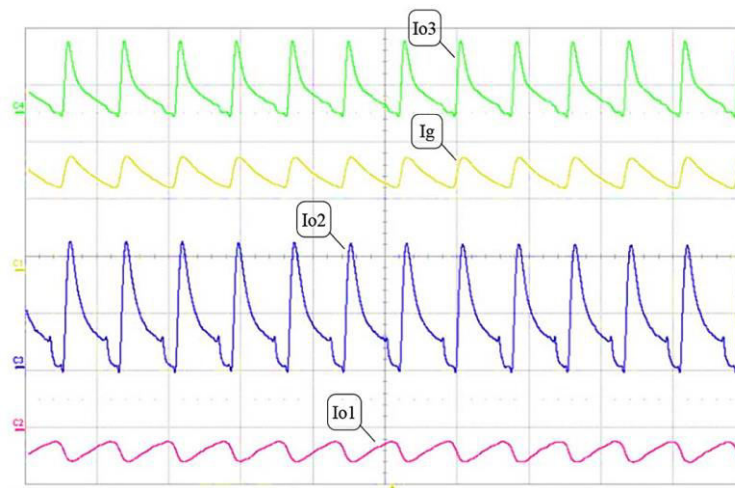


Figura 3.33. Resultados experimentales para cinco cargas. Corrientes de entrada y salida: I_g (Canal C1: 2,0 A/div, -0,5 A offset), I_{o1} (Canal C2: 2,0 A/div, -6,1 A offset), I_{o2} (Canal C3: 2,0 A/div, -3,9 A offset), I_{o3} (Canal C4: 2,0 A/div, 5 A offset). Tiempo 20 μs /div.

Como se muestra en la captura anterior, los resultados obtenidos con el prototipo experimental son muy similares a los resultados de la simulación, empleando los mismos parámetros de diseño.

Por último, se conectan seis cargas para comprobar el comportamiento del convertidor combinado con seis valores de tensión de salida distintos. En este ensayo, las cargas conectadas tienen los siguientes valores:

$$R_1 = R_3 = R_{1-3} = 40\Omega; \quad R_2 = 230\Omega; \quad R_{1-2} = 100\Omega; \quad R_{2-3} = 420\Omega$$

Para estos valores de carga, el convertidor funciona en CCM, con unos valores de resistencia equivalente a cada salida de:

$$R_{o_1} = 7,4\Omega; \quad R_{o_2} = 54,8\Omega; \quad R_{o_3} = 15,3\Omega$$

Las tensiones simples y compuestas medidas en este test son las siguientes:

$$\begin{aligned} V_{o_1} &= -11,9\text{V}; & V_{o_2} &= 59,7\text{V}; & V_{o_3} &= 12,2\text{V} \\ V_{o_{1-2}} &= -71,7\text{V}; & V_{o_{2-3}} &= 47,6\text{V}; & V_{o_{1-3}} &= 24,1\text{V} \end{aligned}$$

En esta prueba, la potencia transferida por el convertidor combinado al conjunto de cargas es de 94 W, con un rendimiento del 82 %. Los valores de corriente y tensión para cada una de las seis salidas están resumidos en la Tabla 3.24.

Tabla 3.24. Resultados experimentales del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk para seis cargas.

	<i>Resistencia (Ω)</i>	<i>Tensión (V)</i>	<i>Corriente (mA)</i>	<i>Potencia (W)</i>
Entrada	N/C	48	2404	115,40
R_1	40	-11,95	-299	3,57
R_2	230	59,73	260	15,51
R_3	40	12,16	304	3,70
R_{1-3}	40	24,11	603	14,53
R_{1-2}	100	-71,68	-717	51,38
R_{2-3}	420	47,57	113	5,39
Total				94,08

Los valores medios de las corrientes de entrada y salida del convertidor combinado obtenidos en este tercer ensayo, teniendo en cuenta la Ecuación (2.33) son los siguientes:

$$I_{o_1} = -1,61 \text{ A}; \quad I_{o_2} = 1,09 \text{ A}; \quad I_{o_3} = 0,79 \text{ A}$$

La Figura 3.34 muestra el rendimiento del prototipo del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado para diferentes potencias de salida.

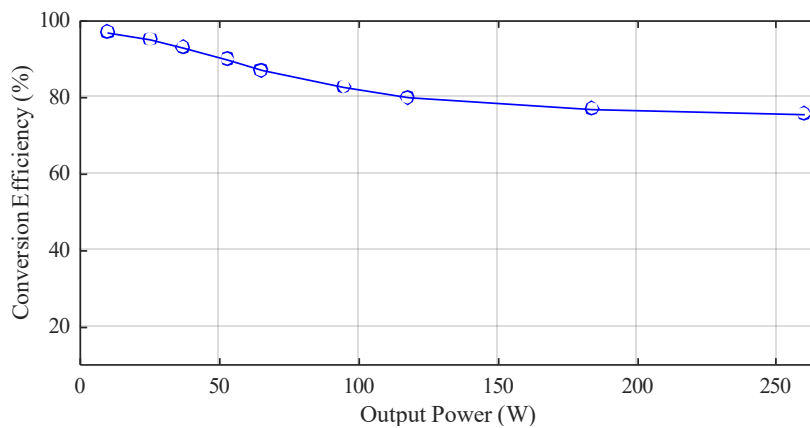


Figura 3.34. Rendimiento del prototipo del convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado para diferentes potencias de salida.

Se ha realizado un barrido de diferentes valores de potencia de salida del prototipo del convertidor, empleando diferentes valores de carga, obteniendo así una información más amplia del rendimiento del mismo. Como se muestra en la Figura 3.34, el rendimiento oscila entre el 96 % para una potencia de 19 W a la salida y del 74,6 % para una potencia de 260 W.

El convertidor desarrollado permite el objetivo de proporcionar diferentes valores de tensión de salida, tres simples y tres compuestas, con una sola entrada y un solo interruptor de potencia, validando así la configuración propuesta y su análisis previo.

3.7. Convertidor combinado de una entrada y cinco salidas

El comportamiento del convertidor combinado de cinco salidas se ha simulado mediante un modelo de circuito basado en el esquema de la Figura 3.35, referencia [97]. Para el control se emplea una señal PWM de una frecuencia de 50 kHz ($T_S = 20 \mu s$). La simulación se ha llevado a cabo con el convertidor funcionando como elevador y reductor, estableciéndose un valor para la tensión de entrada de 12 V y 48 V, en cada caso. En estas condiciones, el ciclo de trabajo (D) es del 80 % cuando el convertidor funciona como elevador, y del 20 % cuando funciona como reductor. En ambos casos, se analiza el comportamiento del convertidor combinado en CCM y en DCM, empleando diferentes valores de carga.

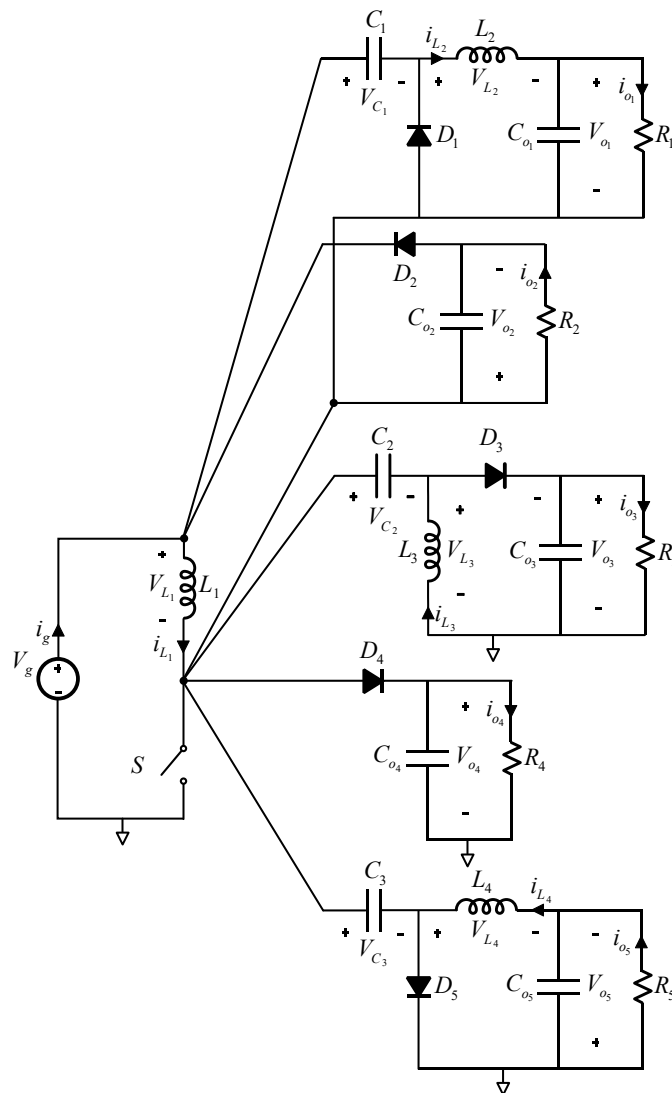


Figura 3.35. Convertidor combinado de cinco salidas.

La selección del valor de los inductores L_1 y L_2 se realiza de acuerdo con el rizado admisible en la corriente de entrada Δi_{L1} , Δi_{L2} , Δi_{L3} y Δi_{L4} , el cual se puede determinar como un porcentaje de sus valores medios. Se establece un valor de L_1 en $54 \mu\text{H}$, y en $27 \mu\text{H}$ para la inductancia L_2 . Estos valores de inductancia permiten realizar el cambio de CCM a DCM para valores superiores a $R_{crit.}$, según la Ecuación (2.39).

La selección de los condensadores, tanto de enlace C_1 , C_2 y C_3 , como de salida C_{o1} , C_{o2} , C_{o3} , C_{o4} y C_{o5} , se realiza para obtener una tensión constante y un bajo rizado. La Tabla 3.25 resume los valores de los componentes elegidos para la simulación del convertidor combinado de cinco salidas.

Tabla 3.25. Valores de los componentes empleados en la simulación del convertidor de una entrada y cinco salidas.

<i>Componentes</i>	<i>Valor</i>
Fuente de tensión CC (modo elevador)	12 V
Fuente de tensión CC (modo reductor)	48 V
Inductor de entrada, L_1	$54 \mu\text{H}$
Inductores de salida, L_2, L_3, L_4	$27 \mu\text{H}$
Condensadores de enlace, C_1, C_2, C_3	$47 \mu\text{F}$
Condensadores de salida, $C_{o1}, C_{o2}, C_{o3}, C_{o4}, C_{o5}$	$4700 \mu\text{F}$

Se han realizado varias simulaciones para diferentes condiciones de tensión de entrada y diferentes valores de carga, permitiendo así testear los distintos modos de funcionamiento. De esta forma, teniendo en cuenta la Ecuación (2.39), la resistencia crítica para pasar de un modo a otro, es de $19,3 \Omega$ cuando el convertidor funciona como elevador y de $1,2 \Omega$ cuando funciona como reductor. Mientras que la resistencia equivalente (R_{eq}) depende del valor de la carga en cada salida. Los valores de resistencia de carga elegidos para asegurar que el convertidor funciona en CCM y en DCM, se muestran en la Tabla 3.26.

Capítulo 3. Discusión y Resultados

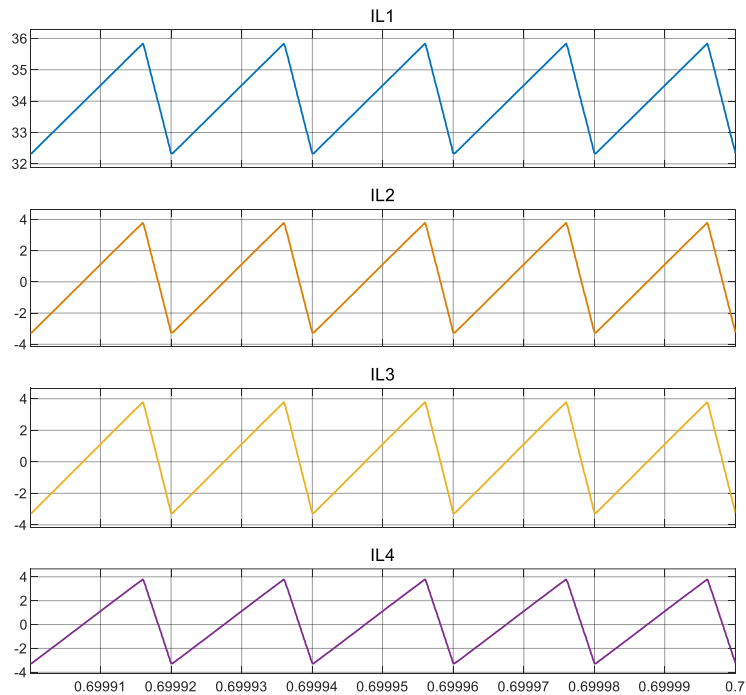
Tabla 3.26. Valores de las resistencias de salida del convertidor de cinco salidas para los distintos modos de funcionamiento.

<i>Tipo de salida</i>	<i>Resistencia crítica ($R_{crit.}$)</i>	<i>Cargas $R_1 = R_2 = R_3 = R_5, R_4$</i>	<i>Resistencia equivalente (R_{eq})</i>	<i>Modo de funcionamiento</i>
Elevadora	19,3 Ω	200 Ω , 10 Ω	6,9 Ω	CCM
		200 Ω , 800 Ω	46,4 Ω	DCM
Reductora	1,2 Ω	10 Ω , 10 Ω	1,1 Ω	CCM
		10 Ω , 200 Ω	2,35 Ω	DCM

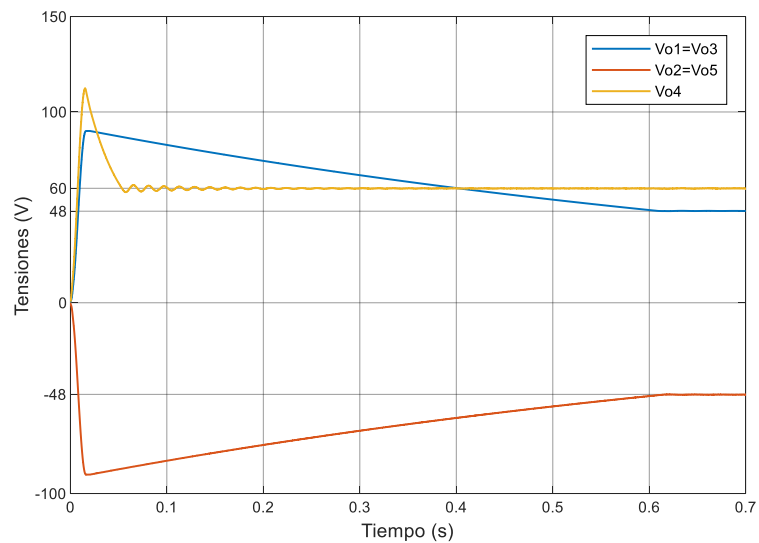
En una primera simulación, se hace funcionar el convertidor como elevador, con una tensión de entrada (V_g) de 12 V y un ciclo de trabajo (D) del 80 %, estableciendo los valores de las resistencias de carga en $R_1 = R_2 = R_3 = R_5 = 200 \Omega$ y $R_4 = 10 \Omega$. De esta manera, de acuerdo a la Ecuación (2.39), el convertidor funciona en CCM y proporciona las tensiones de salida (2.45): $V_{o1} = V_{o2} = V_{o3} = V_{o5} = 48 \text{ V}$ y $V_{o4} = 60 \text{ V}$.

Las corrientes por los inductores y la tensión de salida se muestran en la Figura 3.36. En la Figura 3.36a se muestra la forma de onda de la corriente por los inductores L_1, L_2, L_3 y L_4 . La corriente a través de L_1 tiene forma triangular, puesto que el convertidor funciona en CCM. Las respuestas de las tensiones de salida se muestran en la Figura 3.36b, las cuales coinciden con el análisis teórico.

En una segunda simulación, se aplica la misma tensión de entrada y el mismo ciclo de trabajo que la primera simulación: $V_g = 12 \text{ V}$, $D = 0,8$, con $R_1 = R_2 = R_3 = R_5 = 200 \Omega$. La resistencia de la salida del lado Boost aumenta hasta $R_4 = 800 \Omega$. De esta forma, el convertidor funciona en DCM, proporcionando las tensiones de salida dadas por la Ecuación (2.47): $V_{o1} = V_{o2} = V_{o3} = V_{o5} = 74,62 \text{ V}$ y $V_{o4} = 86,62 \text{ V}$.



a) Corrientes a través de L_1 , L_2 , L_3 y L_4 .

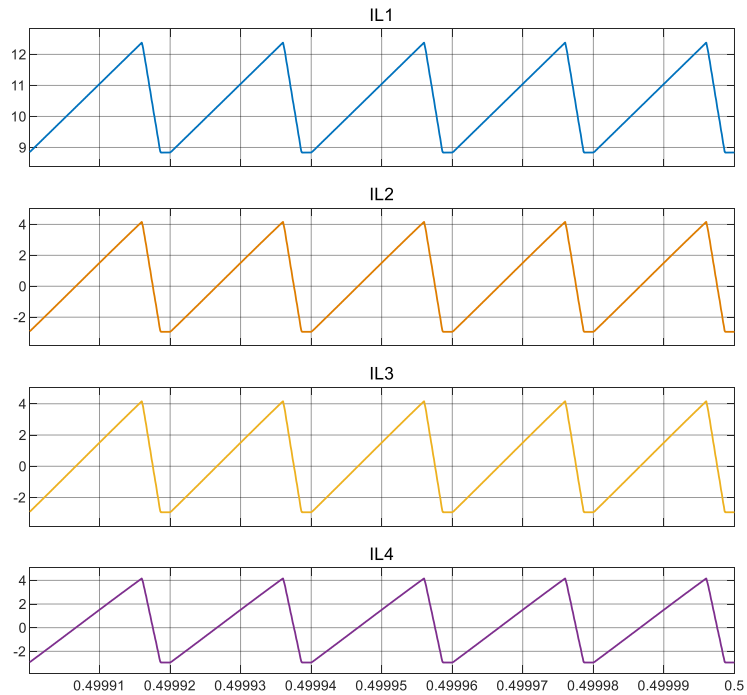


b) Tensiones de salida.

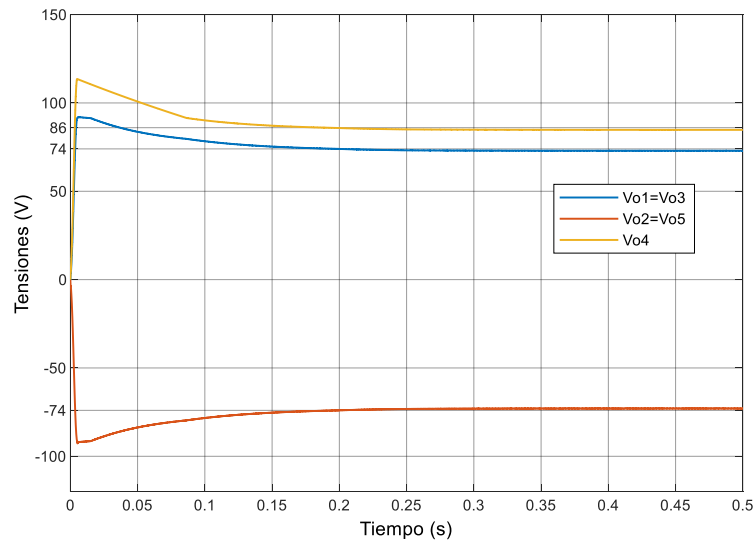
Figura 3.36. Resultados de simulación para el convertidor combinado de cinco salidas como elevador en CCM.

Los resultados para esta prueba se muestran en la Figura 3.37. Donde, las formas de onda de las corrientes por los inductores L_1 , L_2 , L_3 y L_4 se muestran en la Figura 3.37a. Las corrientes pasan de ser totalmente triangulares, a tener intervalos de corriente constante por lo que se confirma que el convertidor funciona en DCM.

Las tensiones se muestran en la Figura 3.37b, cuyos valores coinciden con los teóricos una vez superado el transitorio inicial.



a) Corrientes a través de L_1 , L_2 , L_3 y L_4 .



b) Tensiones de salida.

Figura 3.37. Resultados de simulación para el convertidor combinado de cinco salidas como elevador en DCM.

Finalmente, en una tercera simulación, la tensión de entrada y el ciclo de trabajo se establecen en: $V_g = 48 \text{ V}$ y $D = 0,2$. En estas condiciones de funcionamiento, todas las tensiones de salida son de tipo reductoras, salvo para la salida del lado

Boost. Hasta el instante de simulación de 0,1 s, los valores de resistencia de carga son: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = 10 \Omega$. De esta forma, el convertidor combinado funciona en CCM (2.39) y de acuerdo con la Ecuación (2.45) los valores teóricos de cada salida son: $V_{o1} = V_{o2} = V_{o3} = V_{o5} = 12 \text{ V}$ y $V_{o4} = 60 \text{ V}$. En $t = 0,1 \text{ s}$, se produce un cambio de carga del lado Boost, donde el valor de R_4 aumenta hasta 200Ω , por lo que el convertidor pasa a funcionar en DCM. En régimen estático, las tensiones de salida proporcionadas son: $V_{o1} = V_{o2} = V_{o3} = V_{o5} = 16,88 \text{ V}$ y $V_{o4} = 64,88 \text{ V}$.

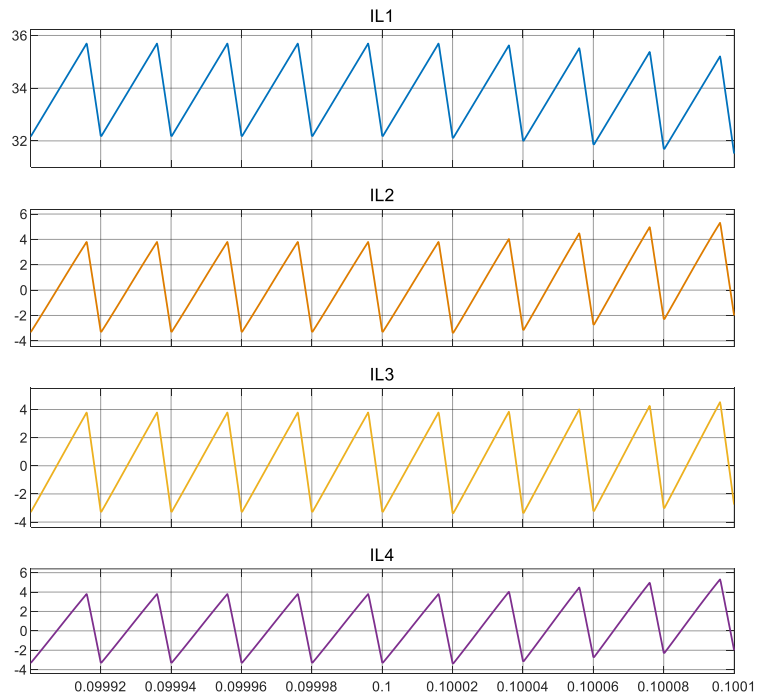
La Figura 3.38 muestra los resultados de corrientes y tensiones durante esta tercera simulación. En la Figura 3.38a se muestran las formas de onda de las corrientes por los inductores durante el cambio en la carga. Mientras que en la Figura 3.38b, se aprecia el cambio en las tensiones de salida cuando el convertidor pasa de funcionar en CCM a DCM, coincidiendo con los valores de tensión teóricos.

Los principales valores obtenidos en las cuatro situaciones en las que se ha simulado el funcionamiento del convertidor, se resumen en la Tabla 3.27.

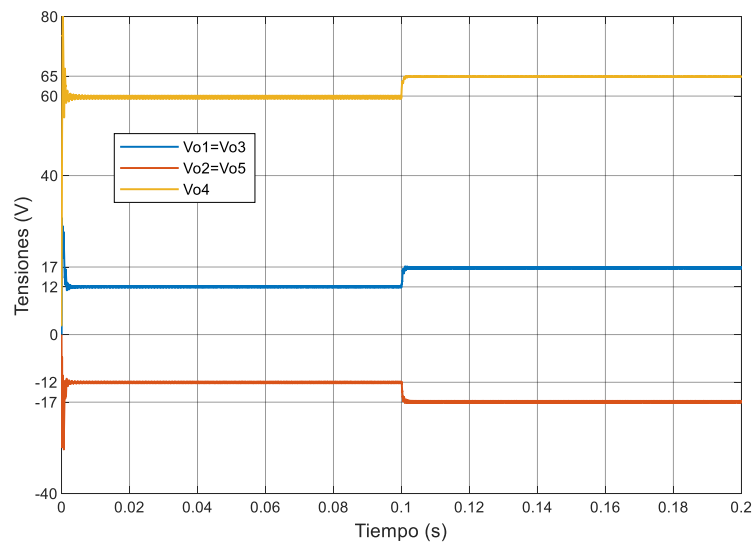
Tabla 3.27. Tensiones de entrada y salida del convertidor combinado de cinco salidas en las distintas condiciones simuladas.

<i>Tipo de salida</i>	<i>Tensión de entrada, V_g</i>	<i>Modo de funcionamiento</i>	<i>Tensiones de salida, $V_{o1} = V_{o2} = V_{o3} = V_{o5}, V_{o4}$</i>
Elevadora	12 V	CCM (Figura 3.36)	48 V, 60 V
		DCM (Figura 3.37)	74,62 V, 86,62 V
Reductora	48 V	CCM (Figura 3.38, $t < 0,1 \text{ s}$)	12 V, 60 V
		DCM (Figura 3.38, $t > 0,1 \text{ s}$)	16,88 V, 64,88 V

El convertidor combinado de cinco salidas funciona de forma adecuada, de acuerdo con el análisis teórico realizado, para los distintos modos de funcionamiento.



a) Corrientes a través de L_1 , L_2 , L_3 y L_4 .



b) Tensiones de salida.

Figura 3.38. Resultados de simulación para el convertidor combinado de cinco salidas como reductor en CCM y DCM.

3.8. Convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de cuatro fases

El convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de cuatro fases permite la posibilidad de funcionar en aplicaciones de mayor potencia que el convertidor combinado de una sola fase, mediante la técnica de entrelazado o intercalado de convertidores. En este apartado, se analizan los resultados de simulación de un modelo del convertidor de cuatro fases [102]. Además, se presentan los resultados experimentales de un prototipo basado en la configuración propuesta [103].

3.8.1. Resultados simulación

En la simulación del convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de cuatro fases, se ha implementado un modelo del sistema basado en el esquema de la Figura 3.39, presentado en la referencia [102]. El convertidor ha sido diseñado para una tensión de salida bipolar de ± 200 V en CC, con una frecuencia de conmutación de 25 kHz y una tensión de entrada de 100 V. Para las condiciones de entrada y salida establecidas, el interruptor de potencia se controla mediante una señal PWM, con un ciclo de trabajo (D) igual a $2/3$.

Los valores de los componentes del convertidor combinado intercalado se determinan de forma similar a como se realiza con un convertidor SEPIC-Ćuk de una sola fase. En primer lugar, se elige el valor de los inductores de entrada de cada fase, estableciendo un rizado admisible para la corriente de entrada. Según la Ecuación (2.54), para un valor de $L_{11} = L_{12} = L_{13} = L_{14} = 1$ mH, se obtiene un bajo rizado. De la misma manera, para la elección del valor de los inductores de salida se elige 1 mH, haciendo $L_{2N} = L_{3N}$, donde N se corresponde con el número de cada fase del convertidor intercalado.

La resistencia crítica ($R_{crit.}$) que determina el funcionamiento del convertidor combinado en CCM o DCM es de $37,5 \Omega$, según la Ecuación (2.49), para las condiciones establecidas de: ciclo de trabajo (D), periodo (T_s) e inductancia equivalente (L_{eq}). La resistencia de salida equivalente (R_{eq}), debe ser menor que el

valor crítico para asegurar su funcionamiento en CCM. Se establece $R_{Load1} = R_{Load2} = R_{Load3} = 10 \Omega$ para la simulación, que proporciona un valor de resistencia equivalente de $3,3 \Omega$.

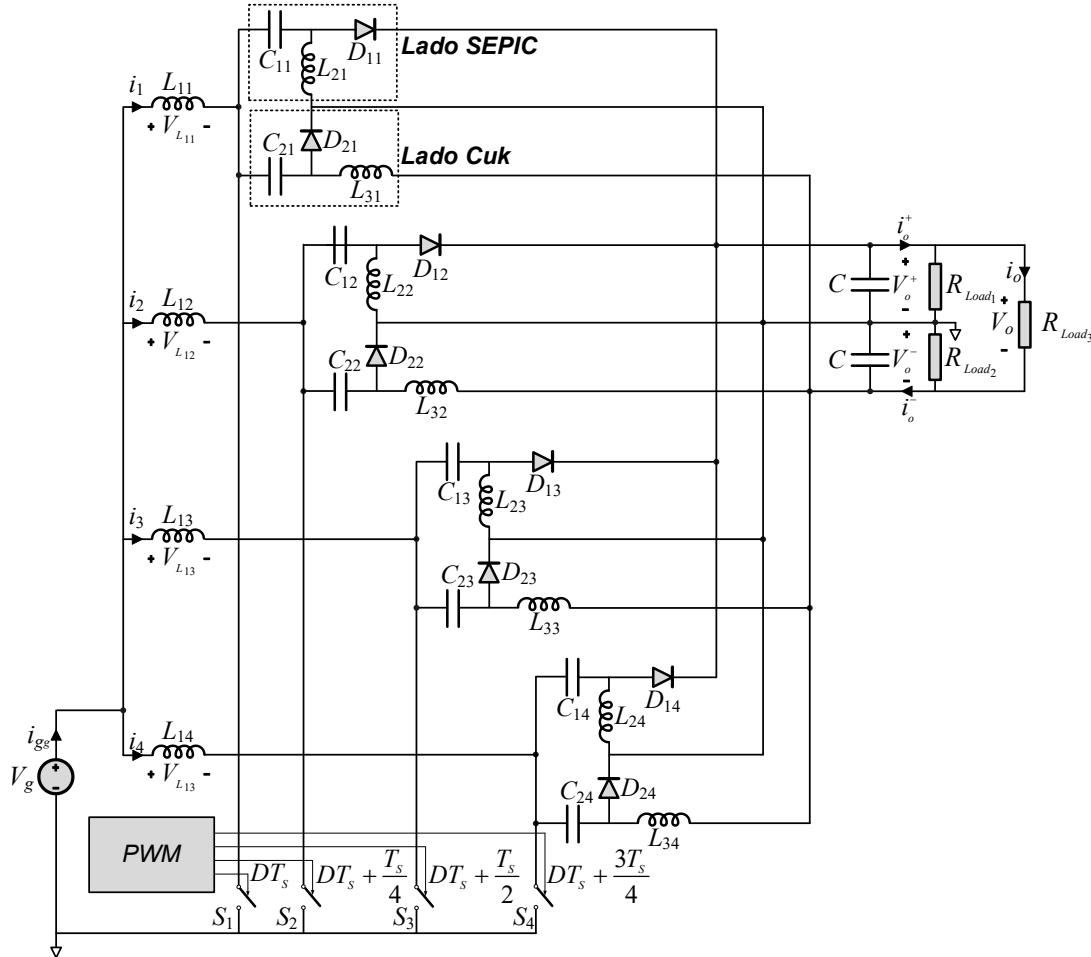


Figura 3.39. Convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de cuatro fases.

Por otro lado, para un periodo de conmutación (T_s) de $40 \mu s$ y $f_s = 100 \cdot f_r$, teniendo en cuenta las inecuaciones (2.55), se obtiene un valor mínimo de capacidad de $202 \mu F$. Se elige un valor estándar de $470 \mu F$ para los condensadores de enlace C_{1N} y C_{2N} .

Del mismo modo, el rizado de la tensión en C_{11} y C_{21} para la fase 1, viene dado por la Ecuación (2.56). Para un valor de $C_{11} = C_{21} = 470 \mu F$ este rizado es del $0,04 \%$ de la tensión nominal. En el resto de fases del convertidor combinado intercalado, el rizado sería el mismo.

La elección de los condensadores de salida C , se realiza igualmente teniendo en cuenta el rizado de la tensión de salida. En este caso, la frecuencia del rizado de la tensión es cuatro veces la frecuencia de conmutación, como se muestra en la Ecuación (2.57). Se considera un valor de C igual a $470 \mu\text{F}$, que permite obtener un bajo rizado de tensión.

En la Tabla 3.28 se especifican los valores de los elementos pasivos que forman el convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado.

Tabla 3.28. Componentes pasivos del convertidor SEPIC-Ćuk intercalado de cuatro fases.

<i>Componente</i>	<i>Valor</i>
Inductores de entrada, $L_{11}, L_{12}, L_{13}, L_{14}$	1 mH
Inductores de salida, $L_{21}, L_{31}, L_{22}, L_{32}, L_{23}, L_{33}, L_{24}, L_{34}$	1 mH
Condensadores de enlace, $C_{11}, C_{21}, C_{12}, C_{22}, C_{13}, C_{23}, C_{14}, C_{24}$	$470 \mu\text{F}$
Condensadores de salida, C	$470 \mu\text{F}$
Resistencias de carga, $R_{Load1}, R_{Load2}, R_{Load3}$	10Ω

El convertidor combinado intercalado ha sido simulado en dos situaciones distintas. En la primera, los cuatro convertidores se controlan de forma síncrona (*Synchronous Operation Mode, SOM*), es decir, se emplea una señal de control sincronizada para las cuatro fases del convertidor combinado. Las corrientes de entrada de cada fase del convertidor, así como las tensiones y corrientes de salida durante esta prueba, se muestran en la Figura 3.40.

En la Figura 3.41 se muestra la respuesta del convertidor combinado de cuatro fases para la segunda prueba. En este caso, la señal PWM aplicada a cada convertidor combinado está desfasada un cuarto de período, haciendo que todo el conjunto funcione en modo intercalado (*Interleaved Operation Mode, IOM*). Teniendo en cuenta que el periodo de conmutación es de $40 \mu\text{s}$, el desfase aplicado es de $10 \mu\text{s}$ para cada convertidor.

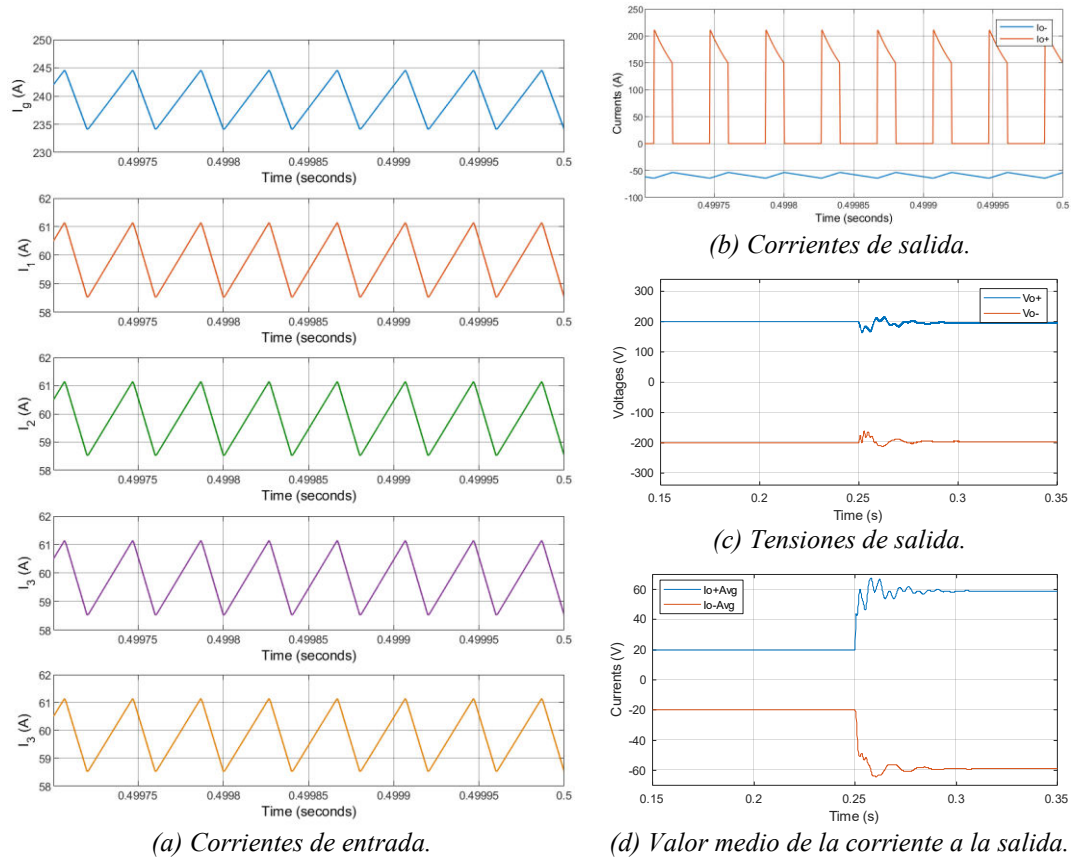


Figura 3.40. Resultados de simulación del convertidor SEPIC-Ćuk combinado de cuatro fases en modo síncrono (SOM).

Como se muestra en los resultados de las dos simulaciones, la corriente de entrada (I_g) y la corriente de salida del lado Ćuk (I_o^-) son no pulsantes, por lo que tienen forma de onda triangular. Sin embargo, la corriente de salida del lado SEPIC (I_o^+) es pulsante, y exhibe una forma de onda trapezoidal.

En ambos modos de operación, el valor medio de la corriente a la entrada de cada fase del convertidor combinado intercalado es 60 A, y la corriente total suministrada por la fuente de tensión es de 240 A. Mientras que el valor medio de la corriente de salida positiva y negativa es de 60 A.

Respecto a la forma de onda de la corriente, cuando el convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado funciona en SOM, la corriente de entrada tiene un rizado pico a pico de 10 A, mientras que en IOM este rizado se reduce a 1 A, como se aprecia en la Figura 3.40a y en la Figura 3.41a respectivamente. La Figura 3.40b muestra la forma de onda de la corriente de salida funcionando en SOM, donde se alcanza un pico de 210 A en el rizado de corriente de la salida positiva. Este valor

es mucho mayor que cuando el convertidor funciona en IOM, como se observa en la Figura 3.41b, donde está próximo a los 100 A.

Por lo tanto, la técnica del intercalado permite reducir significativamente el rizado tanto de la corriente de entrada, como la de salida. Esto implica una mejor calidad de la potencia además de una reducción en las características del filtrado de la salida.

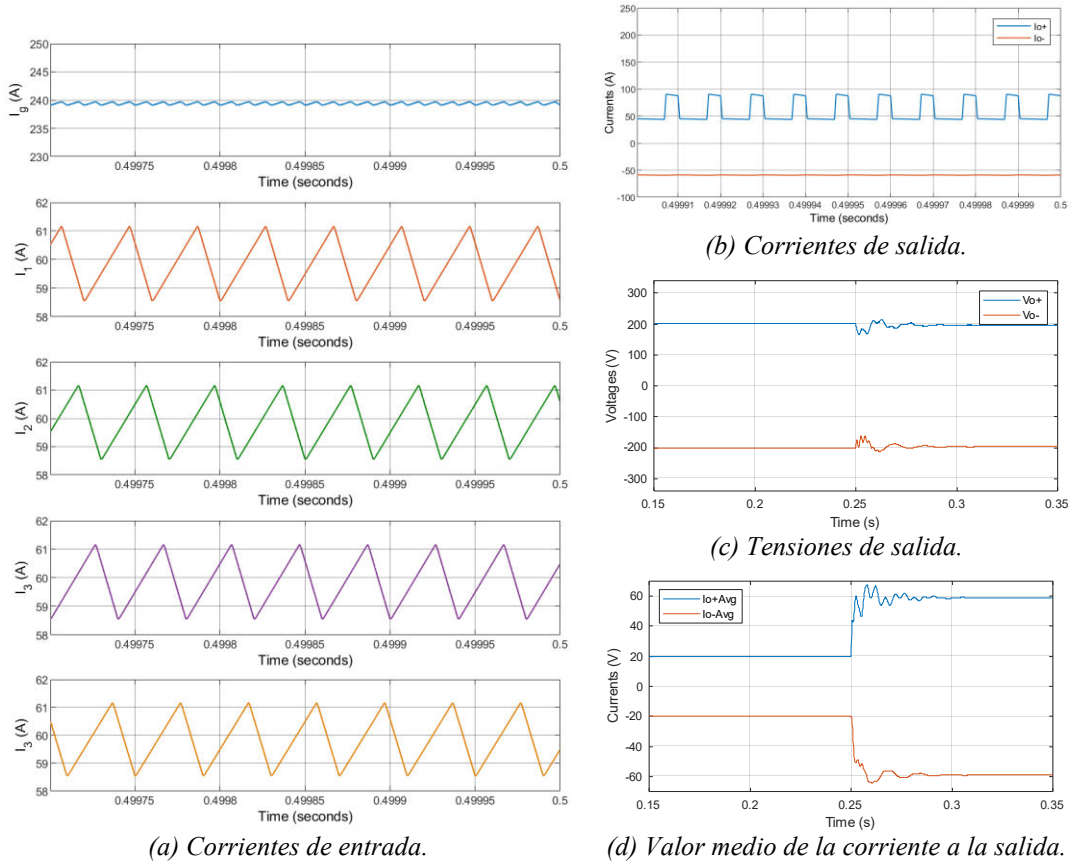


Figura 3.41. Resultados de la simulación del convertidor SEPIC-Ćuk combinado de cuatro fases en modo intercalado (IOM).

Para obtener la respuesta dinámica del convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado, se ha llevado a cabo una simulación con una variación en la carga. Inicialmente, la carga está formada por resistencias con los siguientes valores $R_{Load1} = R_{Load2} = 10 \Omega$ y $R_{Load3} = \infty$. Pasado un tiempo de 0,25 s, la resistencia R_{Load3} pasa a tener un valor de 10Ω . El cambio en el comportamiento de las corrientes de salida se muestra en la Figura 3.40d para el funcionamiento en SOM y en la Figura 3.41d para IOM. La respuesta transitoria en las tensiones de salida se muestra en la

Figura 3.40c para SOM y en la Figura 3.41c para el convertidor funcionando en IOM.

En la Tabla 3.29, se resumen los valores de las corrientes de entrada y salida obtenidos en la simulación del convertidor SEPIC-Ćuk de cuatro fases funcionando en SOM y en IOM.

Tabla 3.29. Valores de las corrientes de entrada y salida del convertidor SEPIC-Ćuk de cuatro fases funcionando en SOM y en IOM.

<i>Corrientes</i>	<i>Funcionando en SOM</i>		<i>Funcionando en IOM</i>	
	<i>Valor medio (I_{AVG})</i>	<i>Rizado y/o Valor de pico</i>	<i>Valor medio (I_{AVG})</i>	<i>Rizado y/o Valor de pico</i>
Fuente CC (I_g)	240 A	10 A de pico a pico	240 A	1 A de pico a pico
Entrada (I_1, I_2, I_3 e I_4)	60 A	2,6 A de pico a pico	60 A	2,6 A de pico a pico
Salida positiva (I_o^+)	60 A	210 A de pico	60 A	90 A de pico
Salida negativa (I_o^-)	60 A	10 A de pico a pico	60 A	1 A de pico a pico

Cuando se aplica el modo de funcionamiento SOM, aparece una oscilación en la tensión de salida, de manera que, en el lado positivo, la tensión varía de 165 V a 220 V de forma amortiguada durante 15 ms. Mientras que cuando se aplica la técnica IOM, la oscilación de la tensión de salida varía entre 175 V y 211 V, igualmente, con un tiempo de amortiguamiento de 15 ms. Por lo tanto, con la técnica de IOM, la sobretensión es mucho menor que la producida con modo de funcionamiento SOM. Para la salida del lado negativo, se puede realizar un análisis similar, resultando, que con la aplicación de la técnica IOM proporciona mejor respuesta dinámica.

Esta simulación permite demostrar las ventajas que ofrece la conexión en paralelo de cuatro convertidores SEPIC-Ćuk combinados, funcionando en modo intercalado (IOM). El convertidor SEPIC-Ćuk de cuatro fases intercalado dispone de dos salidas de tipo bipolar a partir de una sola entrada, proporcionando menor rizado y por lo tanto mejorando la eficiencia en la transmisión de la potencia al aplicar IOM. Por lo tanto, es adecuado para su uso en la interconexión de

dispositivos en microrredes CC bipolares, para aplicaciones de mayor nivel de potencia que empleando un solo convertidor.

3.8.2. Resultados experimentales

Se ha desarrollado un prototipo experimental del convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de cuatro fases, basado en el esquema de la Figura 3.39, cuyos resultados han sido publicados en las referencias [102] y [103]. Para el diseño del convertidor, se ha establecido un rango de potencia de 25 kW con una salida bipolar de ± 200 V en CC. No hay un estándar que establezca el valor de la tensión en una red CC bipolar, al igual ocurre con el valor de la tensión de salida de los sistemas de Generación Distribuida (GD). En las pruebas realizadas, se elige el valor de 100 V de tensión de entrada, puesto que es aproximadamente la tensión de un sistema de GD con almacenamiento de energía formado por 8 baterías de 12 V. En cuanto a la tensión de salida, se toma el valor de ± 200 V puesto que existen ejemplos de redes bipolares en CC que emplean estos niveles de tensión. En la Figura 3.42 se muestra el prototipo desarrollado.

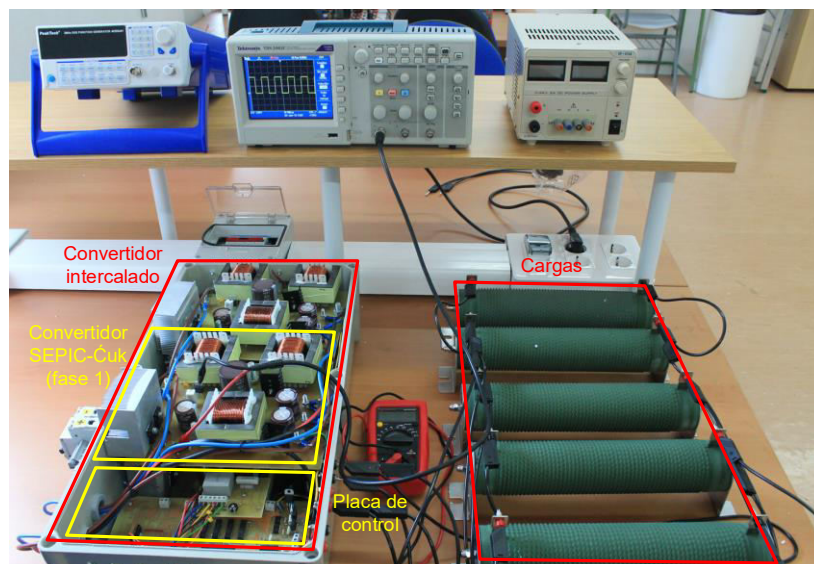


Figura 3.42. Prototipo experimental del convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado.

La tensión de salida se regula mediante un controlador comercial PWM, a una frecuencia de conmutación de 25 kHz. En estas condiciones de entrada y salida, el ciclo de trabajo de la señal de control se establece en 2/3. Para llevar a cabo el

desfase de la señal entre los cuatro convertidores combinados, se han empleado cuatro módulos de memoria tipo D, que contienen ocho registros “flip-flops”. Se obtiene un total de treinta y dos salidas, todas ellas conectadas en serie, donde la señal PWM se retarda $1 \mu\text{s}$ por cada una. La señal PWM de 25 kHz generada por el controlador se emplea junto con una señal de sincronización de 1 MHz para los registros tipo D. Las cuatro salidas, con un retardo de $0 \mu\text{s}$, $10 \mu\text{s}$, $20 \mu\text{s}$ y $30 \mu\text{s}$, se emplean para controlar cada uno de los convertidores SEPIC-Ćuk combinados.

La elección de los valores de los componentes del convertidor combinado intercalado se realiza de forma similar al diseño del convertidor SEPIC-Ćuk combinado. En primer lugar, se elige el valor de los inductores L_{11} , L_{12} , L_{13} y L_{14} , mediante el rizado de la corriente de entrada, cuyo valor pico-pico viene dado por la Ecuación (2.54). La corriente suministrada por la fuente CC, bajo condiciones de máxima potencia, se establece en $I_g = 250 \text{ A}$, por lo tanto, la corriente de entrada para cada fase del convertidor será de:

$$I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = \frac{250}{4} = 62,5 \text{ A}$$

Estableciendo un valor para Δi_1 del 4 % del valor medio de la corriente de entrada, con un periodo (T_S) de $40 \mu\text{s}$ ($f_S = 25 \text{ kHz}$) y un ciclo de trabajo nominal (D) de $2/3$, el inductor L_{11} será de $1,06 \text{ mH}$, según (2.54). Por lo que se elige un valor de 1 mH para $L_{11} = L_{12} = L_{13} = L_{14}$.

En la elección del valor de los inductores L_{21} , L_{22} , L_{23} , L_{24} y L_{31} , L_{32} , L_{33} , L_{34} , se asume que los convertidores funcionan en CCM para el rango de potencia establecido. En ese caso, se considera un rango de potencia entre 1 kW y 20 kW . Para la potencia menor, la corriente de entrada de cada convertidor SEPIC-Ćuk combinado es de $2,5 \text{ A}$. De acuerdo con el valor medio de la corriente por el interruptor de la Tabla 2.9, se puede calcular la resistencia de salida, en este caso, resultando una R_o de 40Ω .

Por otro lado, el convertidor SEPIC-Ćuk combinado funciona en CCM si cumple la Ecuación (2.49). Para el valor anterior de R_o , el inductor L_{eq} será de

0,356 mH. Además, considerando $L_{2N} = L_{3N}$, se obtiene una inductancia de 1,10 mH aplicando (2.50), así que para los inductores de salida se elige 1 mH.

En el cálculo de los condensadores, para un valor de periodo de conmutación (T_s) de 40 μ s y $f_s = 100 \cdot f_r$ las inecuaciones de (2.55) se cumplen para un valor mínimo de capacidad de 202 μ F (para C_{11} y C_{21}). Por lo tanto, se elige el valor estándar de 470 μ F. El rizado de la tensión en C_{11} y C_{21} para la fase 1 viene dado por la Ecuación (2.56). De manera que, para un valor de $C_{11} = C_{21} = 470 \mu$ F dicho rizado es del 0,71 % cuando el convertidor suministra su máxima potencia ($R_o = 2 \Omega$).

La elección de los condensadores de salida (C), se hace igualmente de acuerdo con el rizado de tensión. En este caso, la frecuencia del rizado es cuatro veces la frecuencia de conmutación, como se muestra en la Ecuación (2.57). Para tener un bajo rizado de tensión se considera un valor de $C = 470 \mu$ F.

La Tabla 3.30 detalla los valores de los elementos pasivos para el prototipo experimental del convertidor SEPIC-Ćuk combinado de cuatro fases.

Tabla 3.30. Valores de los componentes pasivos del prototipo experimental de convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de cuatro fases.

<i>Componente</i>	<i>Valor</i>
Inductores de entrada, $L_{11}, L_{12}, L_{13}, L_{14}$	1 mH
Inductores de salida, $L_{21}, L_{31}, L_{22}, L_{32}, L_{23}, L_{33}, L_{24}, L_{34}$	1 mH
Condensadores de enlace, $C_{11}, C_{21}, C_{12}, C_{22}, C_{13}, C_{23}, C_{14}, C_{24}$	470 μ F
Condensadores de salida, C	470 μ F

Para testear la respuesta del prototipo experimental, se ha conectado en primer lugar, una resistencia de 80 Ω tanto en la salida positiva como en la salida negativa, mientras que la carga bipolar se deja en circuito abierto, quedando de la siguiente forma:

$$R_{Load_1} = 80 \Omega; \quad R_{Load_2} = 80 \Omega; \quad R_{Load_3} = \infty$$

Las formas de onda de las corrientes de entrada para cada fase del convertidor combinado (I_1 , I_2 , I_3 e I_4 de acuerdo con la Figura 3.39) cuando funciona en modo síncrono (SOM), se muestran en la Figura 3.43. Cada corriente tiene un valor medio de 2,4 A y presentan un rizado de 3 A.

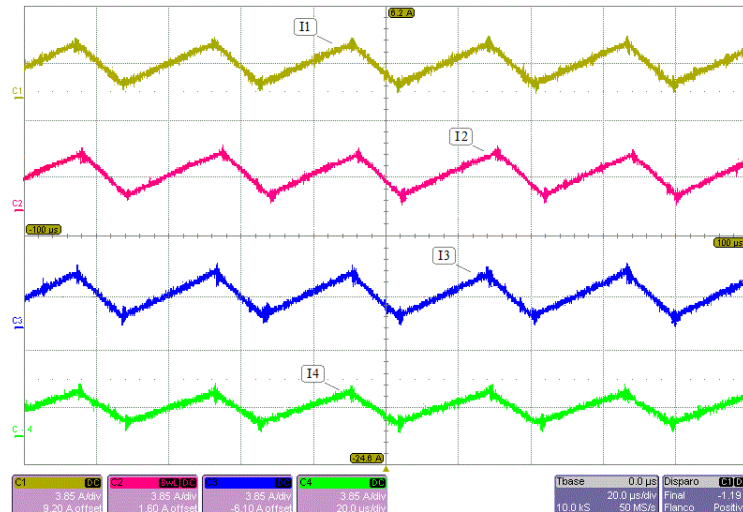


Figura 3.43. Resultados experimentales del convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado en SOM. Corrientes de entrada de cada fase: I_1 (C1: 3,85 A/div, 9,2 A offset), I_2 (C2: 3,85 A/div, 1,6 A offset), I_3 (C3: 3,85 A/div, -6,1 A offset), I_4 (C4: 3,85 A/div, -13,5 A offset).

En la Figura 3.44 también se muestra la corriente de la fuente CC y las corrientes de salida. Donde, la corriente proporcionada por la fuente de CC (I_g) tiene un valor medio de 9,7 A, con un rizado de 9 A. Y las corrientes de salida (I_o^+ e I_o^-) tienen un valor medio de 2,2 A. Los valores de las tensiones son 199,2 V y -199,8 V, en la salida positiva y negativa respectivamente.

Cuando las cuatro fases del convertidor se controlan empleando la técnica del intercalado (IOM), el valor medio de cada corriente de entrada (I_1 , I_2 , I_3 e I_4), de forma similar al funcionamiento en SOM, es de 2,4 A y su rizado de 3,1 A, como se muestra en la Figura 3.45.

El comportamiento de la corriente de la fuente de tensión CC (I_g), se muestra en la Figura 3.46. Igualmente, el valor medio es de 9,6 A, sin embargo, el rizado es de 1,1 A, bastante menor que en modo SOM. Las corrientes de salida a través de los terminales positivo y negativo (I_o^+ , I_o^-) se muestran también en la Figura 3.46,

ambas con un valor medio de 2,3 A. Las tensiones de salida tienen un valor medio de 199,2 V y -200,0 V.

En la Tabla 3.31, se resumen los valores más significativos obtenidos durante el ensayo para el convertidor SEPIC-Ćuk combinado de cuatro fases funcionando en SOM y en IOM.

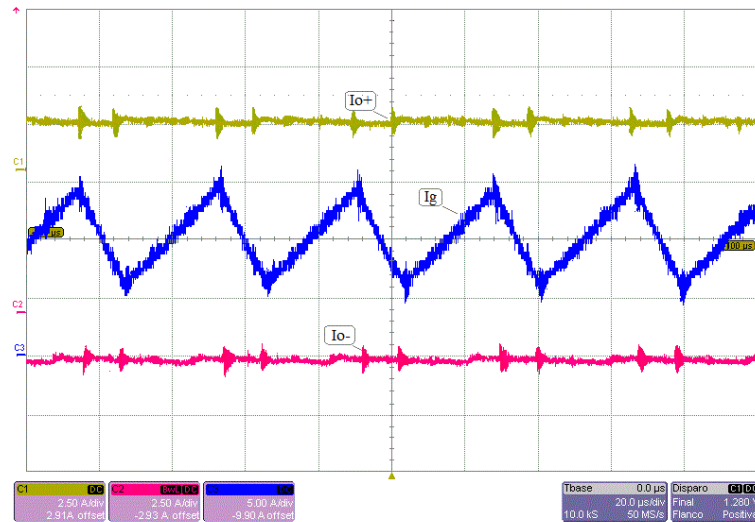


Figura 3.44. Resultados experimentales del convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado en SOM. Corrientes de salida: I_o^+ (C1: 2,5 A/div, 2,91 A offset), I_o^- (C2: 2,5 A/div, -2,93 A offset); y corriente de la fuente I_g (C3: 5 A/div, -9,9 A offset).

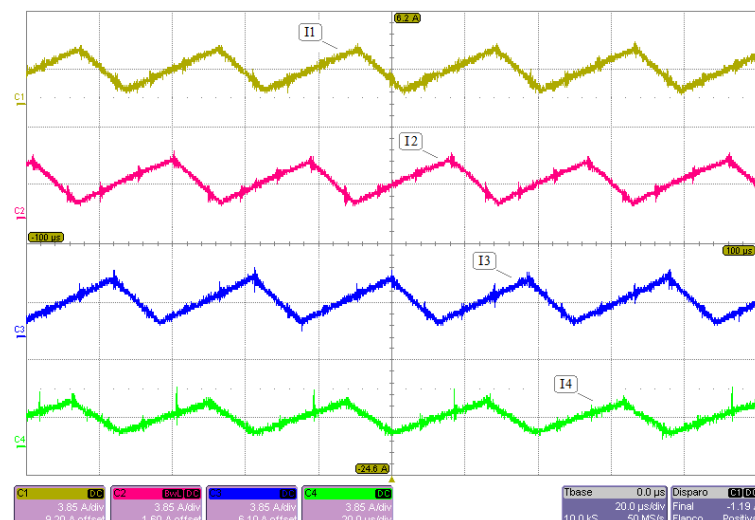


Figura 3.45. Resultados experimentales para el convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado en IOM. Corrientes de entrada de cada fase: I_1 (C1: 3,85 A/div, 9,2 A offset), I_2 (C2: 3,85 A/div, 1,6 A offset), I_3 (C3: 3,85 A/div, -6,1 A offset), I_4 (C4: 3,85 A/div, -13,5 A offset).

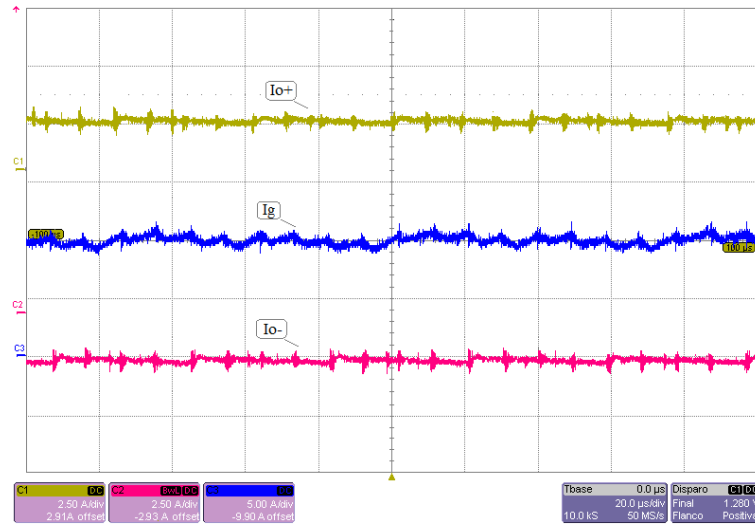


Figura 3.46. Resultados experimentales del convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado en IOM. Corrientes de salida: I_o^+ (C1: 2,5 A/div, 2,91 A offset), I_o^- (C2: 2,5 A/div, -2,93 A offset); y corriente en la fuente I_g (C3: 5 A/div, -9,9 A offset).

Tabla 3.31. Resultados experimentales para el convertidor SEPIC-Ćuk combinado de cuatro fases funcionando en SOM y en IOM.

	<i>Funcionando en SOM</i>		<i>Funcionando en IOM</i>	
	<i>Valor medio (I_{AVG})</i>	<i>Rizado (Δi)</i>	<i>Valor medio (I_{AVG})</i>	<i>Rizado (Δi)</i>
Corriente en la fuente CC (I_g)	9,7 A	9,0 A	9,6 A	1,1 A
Corrientes de entrada (I_1, I_2, I_3 e I_4)	2,4 A	3,0 A	2,4 A	3,1 A
Corrientes de salida antes de los condensadores de salida (I_o^+, I_o^-)	2,2 A	9,2 A	2,3 A	3,1 A

Para estudiar la respuesta dinámica del convertidor durante el funcionamiento en IOM, se conecta una carga formada por una resistencia de 80Ω entre los terminales positivo y negativo, por lo que las cargas durante esta prueba son:

$$R_{Load_1} = 80 \Omega; \quad R_{Load_2} = 80 \Omega; \quad R_{Load_3} = 80 \Omega$$

La Figura 3.47 muestra las tensiones de salida y la corriente por la carga conectada a la salida positiva, cuando se produce el cambio en el consumo. Y la Tabla 3.32 muestra los valores obtenidos del convertidor SEPIC-Ćuk combinado de cuatro fases en esta prueba.

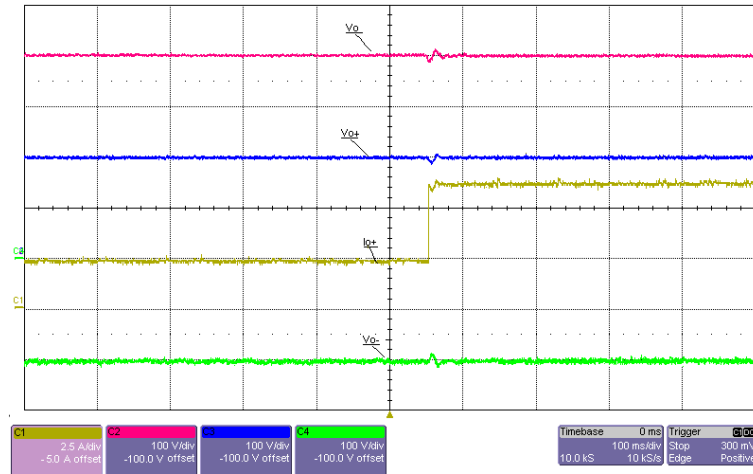


Figura 3.47. Resultados experimentales en IOM con una variación en la carga. Corriente de salida: I_o^+ (C1: 2,5 A/div, -5 A offset); Tensiones de salida: V_o (C2: 100 V/div, -100 V offset), V_o^+ (C: 100 V/div, -100 V offset 3) y V_o^- (C4: 100 V/div, -100 V offset).

Tabla 3.32. Resultados experimentales para el convertidor SEPIC-Ćuk combinado de cuatro fases funcionando en IOM, con variación en la carga.

	Valores para dos cargas	Valores para tres cargas
Cargas ($R_{Load1}, R_{Load2}, R_{Load3}$)	80 Ω , 80 Ω , N/C	80 Ω , 80 Ω , 80 Ω
Tensión de entrada (V_g)	100 V	94,2 V
Corriente por la fuente (I_g)	9,6 A	35,7 A
Corrientes de entrada (I_1, I_2, I_3 e I_4)	2,4 A	8,9 A
Corrientes de salida (I_o^+, I_o^-)	2,3 A	7,4 A
Tensiones de salida (V_o^+, V_o^-)	199,2 V, -200 V	199,8 V, -200,5 V
Potencia (P_g, P_o)	970 W, 920 W	3.363 W, 2.960 W
Rendimiento (η)	94,8 %	88 %

En este caso, la corriente de salida pasa de un valor de 2,3 A a otro de 7,4 A. Puede apreciarse una pequeña oscilación en las tensiones de salida durante el cambio en la carga, estableciéndose sus valores medios en 199,8 V y -200,5 V.

Antes del cambio en la carga, la potencia entregada por el convertidor fue de 920 W y, cuando se produce el cambio de carga, la potencia aumenta a 2.960 W. En el primer caso, la potencia suministrada por la fuente de CC es de 970 W, con

un valor medio de corriente de entrada de 9,7 A y una tensión de 100 V. Después del cambio de carga, la corriente media a la entrada es de 35,7 A con un valor medio de tensión de 94,2 V, por lo que la potencia de entrada es de 3.363 W. El rendimiento obtenido es del 94,8 % para un consumo medio, y del 88 % para un consumo mayor.

El prototipo experimental del convertidor SEPIC-Ćuk combinado funcionando en modo intercalado, ha mostrado una buena respuesta con un buen rendimiento para unos valores de potencia mayores que en modo síncrono.

3.9. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado intercalado de cuatro fases

Para verificar las ventajas del funcionamiento en modo intercalado, se han simulado cuatro convertidores Zeta-Buck-Boost combinados conectados en paralelo, basado en el esquema de la Figura 3.48 [96].

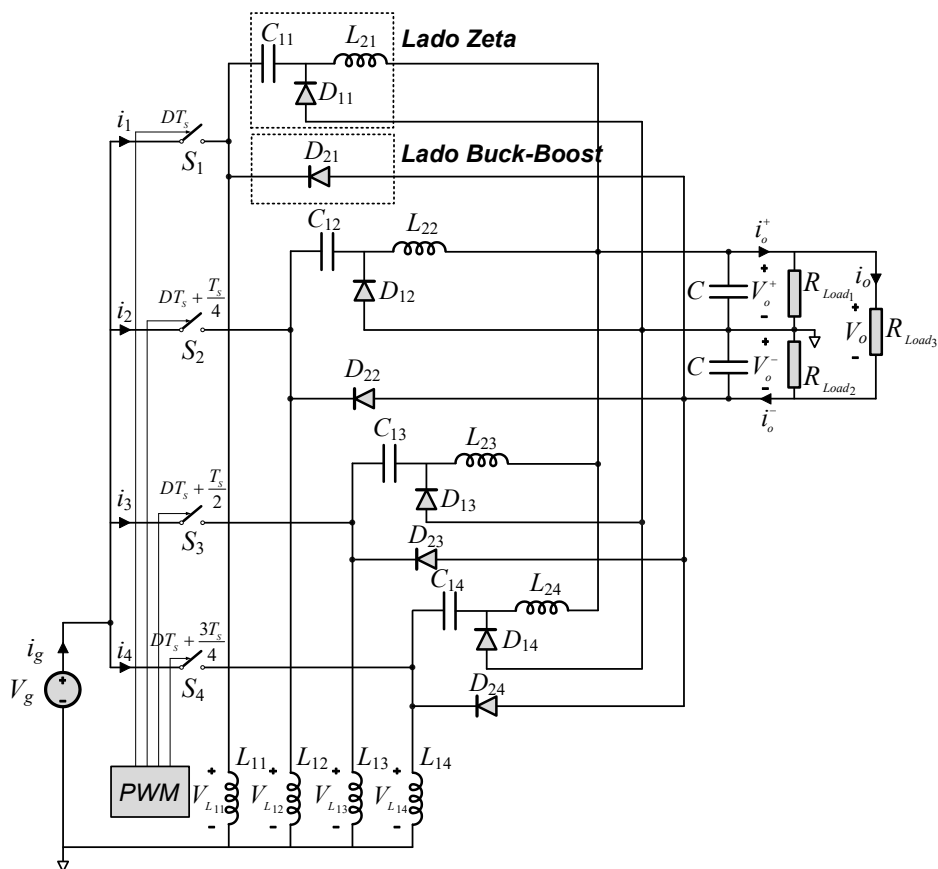


Figura 3.48. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado de cuatro fases.

La señal de control es de tipo PWM para una frecuencia de conmutación de 25 kHz. La tensión de entrada es de 100 V y el ciclo de trabajo se establece en 2/3, por lo tanto, la tensión de salida será ± 200 V. La simulación se ha llevado a cabo para una salida formada por tres cargas, R_{Load1} , R_{Load2} y R_{Load3} , con un valor de 10Ω para cada una.

En primer lugar, los cuatro convertidores combinados funcionan en modo síncrono (SOM), donde las señales PWM están en fase y con el mismo ciclo de trabajo para todos los convertidores. La Figura 3.49 muestra los resultados obtenidos en estas condiciones.

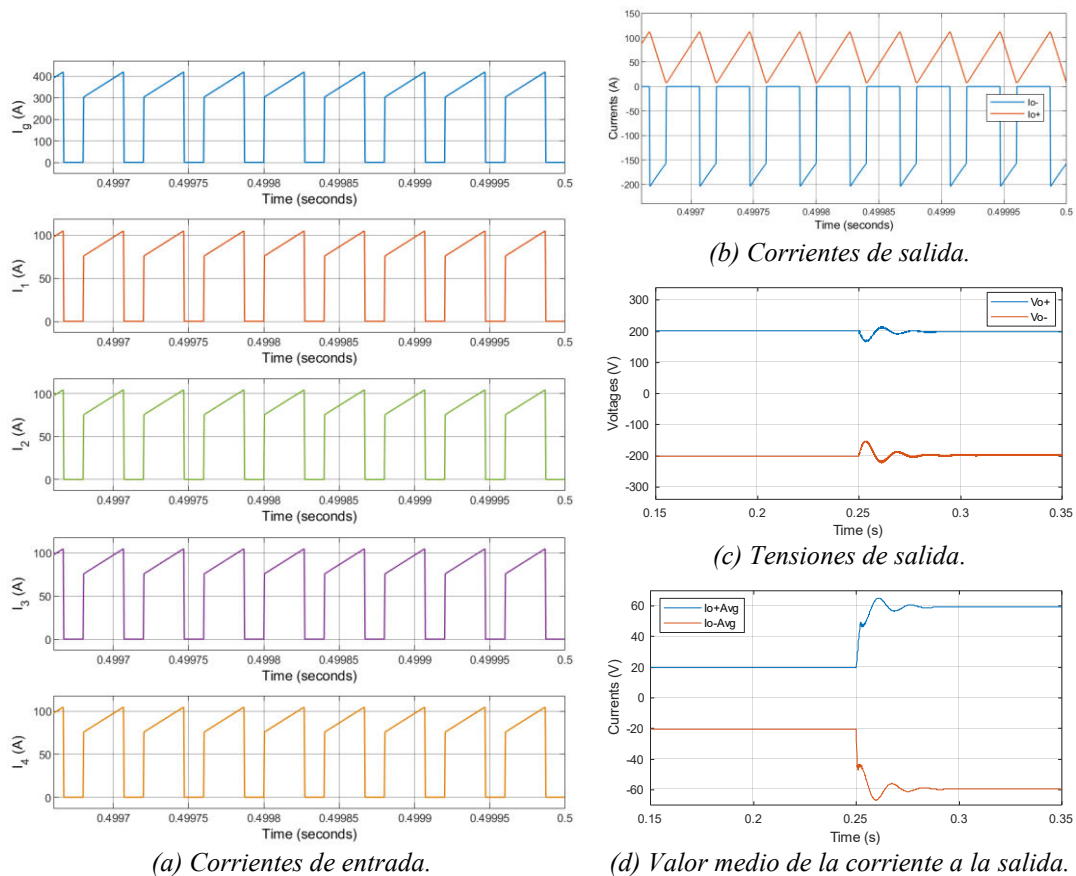


Figura 3.49. Resultados de simulación del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado de cuatro fases en modo síncrono (SOM).

Posteriormente, se aplica la técnica del intercalado (IOM) a las cuatro fases del convertidor combinado. Las señales PWM aplicadas a cada convertidor combinado están desfasadas 1/4 del período de conmutación establecido en $40 \mu s$, es decir, el

desfase es de 10 μ s. La Figura 3.50 muestra los resultados de simulación cuando los convertidores funcionan en IOM.

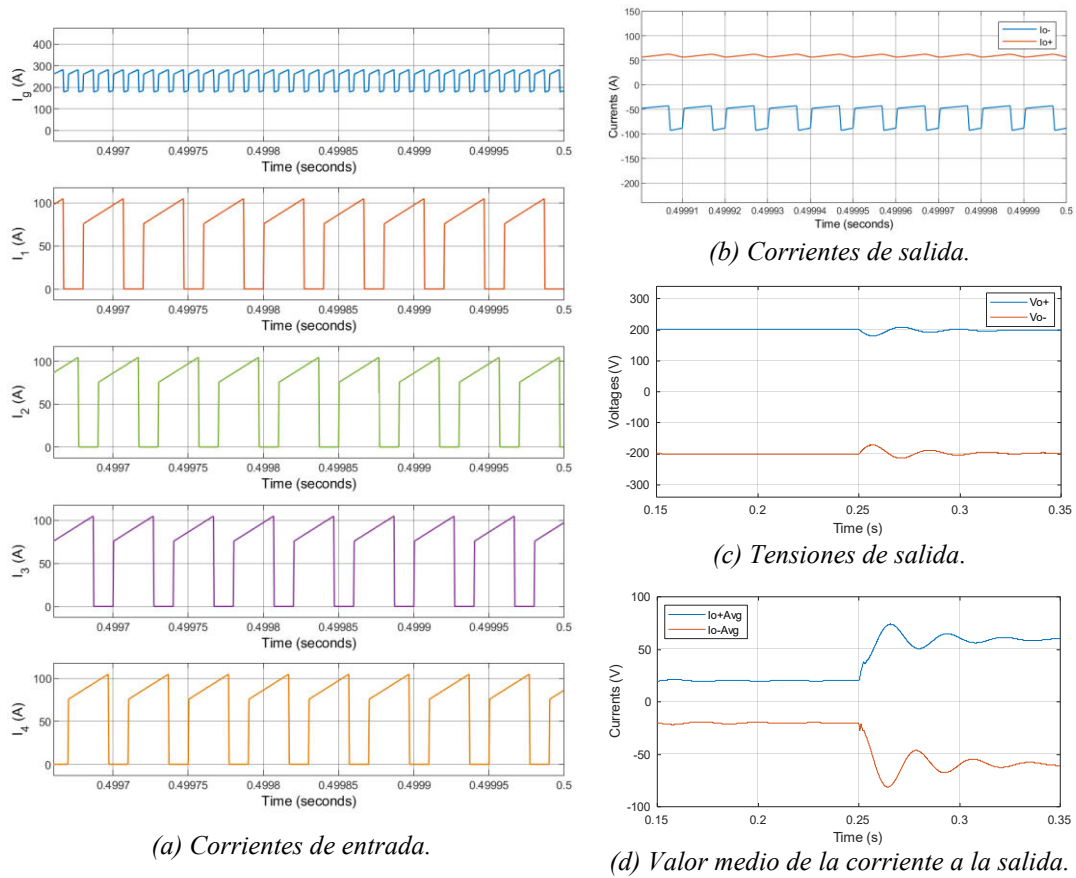


Figura 3.50. Resultados de simulación del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado de cuatro fases en modo intercalado (IOM).

En ambos casos, la corriente de entrada (I_g) y el rizado de corriente de salida del lado Buck-Boost (I_o^-) tienen formas de onda pulsante, mientras que la corriente de salida del lado Zeta (I_o^+) tiene forma de onda triangular, es decir, no pulsante. Se puede observar que la corriente suministrada por la fuente de CC, con un valor medio de 240 A, se distribuye equitativamente entre las cuatro fases, con un valor medio de 60 A para cada una.

En modo síncrono (SOM), tanto la corriente de salida como la de entrada proporcionada por la fuente de alimentación tienen un valor de rizado mayor que en modo intercalado (IOM). Esta reducción del rizado en IOM se refleja en las corrientes de salida, con un valor medio de aproximadamente 60 A y un valor de rizado mucho menor. La Tabla 3.33 resume los resultados obtenidos en la

simulación del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado de cuatro fases funcionando en SOM y en IOM.

Tabla 3.33. Resultados simulación del convertidor Zeta-Buck-Boost combinado de cuatro fases funcionando en SOM y en IOM.

<i>Corrientes</i>	<i>Funcionando en SOM</i>		<i>Funcionando en IOM</i>	
	<i>Valor medio (I_{AVG})</i>	<i>Rizado y/o Valor de pico</i>	<i>Valor medio (I_{AVG})</i>	<i>Rizado y/o Valor de pico</i>
Fuente CC (I_g)	236 A	420 A de pico	241	280 de pico
Entrada (I_1, I_2, I_3 e I_4)	59 A	105 A de pico	59 A	105 A de pico
Salida positiva (I_o^+)	60 A	105 A de pico a pico	60 A	6 A de pico a pico
Salida negativa (I_o^-)	63 A	-204 A de pico	60 A	-90 A de pico

El uso de la técnica de intercalado permite conseguir un menor rizado de corriente de salida, lo cual, no solo implica una mejor calidad en la potencia eléctrica, sino que también permite reducir los requisitos de filtrado de salida, con mayores rangos de potencia.

3.10. Conclusiones

En este capítulo se han presentado los resultados de simulación de las configuraciones de dos salidas SEPIC-Ćuk, Zeta-Buck-Boost y Zeta-CSC; de tres salidas SEPIC-Boost-Ćuk, de una entrada y cinco salidas, y los convertidores intercalados SEPIC-Ćuk y Zeta-Buck-Boost de cuatro fases. Aunque todas las topologías han sido evaluadas mediante simulación, sólo se han expuesto los resultados de siete de ellas: cinco configuraciones de convertidores combinados de una entrada y salida bipolar (*Single-Input Dual-Output*, SIDO); una configuración de una entrada y tres salidas y una configuración de cinco salidas.

Las simulaciones han permitido comprobar la respuesta dinámica de los convertidores, además de la respuesta en estado estacionario tanto en un modelo de microrred como en un sistema aislado. Se ha podido verificar la respuesta de los convertidores funcionando en CCM y en DCM, comprobando así, que la respuesta

en CCM ofrece ventajas con respecto al rizado de la corriente, además de que en DCM, la tensión de salida depende del valor de la carga, lo cual implica mala regulación.

La técnica del intercalado ha sido implementada en dos configuraciones de convertidores combinados de salida bipolar, formados por cuatro convertidores combinados conectados en paralelo. Se verifica de este modo, que el intercalado de convertidores, además de reducir el rizado de corriente, permite gestionar mayor potencia debido a la paralelización, lo cual resulta una ventaja frente al funcionamiento síncrono.

Se han obtenido resultados experimentales de tres prototipos de convertidores combinados, uno con salida bipolar, otro con tres salidas y otro con salida bipolar intercalado de cuatro fases. La elección de los componentes pasivos utilizados ha sido realizada siguiendo el criterio de diseño establecido en el Capítulo 2.

En los resultados experimentales, se han evaluado tanto las respuestas estáticas como las dinámicas, además del rendimiento de los prototipos para diferentes valores de potencia. Se ha verificado que el comportamiento de los prototipos se ajusta al evaluado mediante simulación y es el esperado según el análisis teórico de cada uno.

Las configuraciones propuestas, analizadas mediante simulación y prueba experimental, han demostrado ser adecuadas para su integración en un sistema de distribución de tipo microrred CC bipolar, así como en aquellos sistemas que requieren diferentes niveles de tensión, y para distintos rangos de potencia.

Capítulo 4

Aportaciones de la Tesis

En este capítulo, se analiza la producción científica que ha generado esta Tesis Doctoral, en el desarrollo de los convertidores CC-CC para aplicaciones en microrredes de generación distribuida.

Se ha presentado una metodología que permite desarrollar convertidores de una entrada y múltiples salidas (SIMO), a partir de convertidores básicos de una entrada y una salida (SISO). Se ha realizado el análisis teórico de las diferentes topologías, así como el desarrollo de varios prototipos experimentales, diseñados con la metodología propuesta, lo que ha permitido validar su funcionamiento.

Este trabajo ha dado lugar a varias publicaciones científicas, tanto en revistas, como aportaciones a congresos de ámbito internacional, que se clasifican de acuerdo con la temática de la propuesta. Además, se describen las patentes a las que ha dado lugar dicho trabajo.

Como conclusión, se compendian las publicaciones en revistas junto a los factores de impacto correspondientes.

4.1. Introducción

La gestión de la energía eléctrica en una microrred CC en generación distribuida, necesita sistemas que realicen la función de interconexión de los elementos que la configuran. Los convertidores CC-CC combinados propuestos en este trabajo, tratan de proporcionar una contribución para este tipo de aplicaciones. Se han analizado teóricamente e implementado diferentes configuraciones, tanto en entornos de simulación como mediante prototipos experimentales, lo que ha dado lugar a diversas contribuciones científicas, que se especifican a lo largo de este capítulo.

4.2. Innovaciones que aporta la Tesis

En este apartado se resumen las aportaciones a las que ha dado lugar este trabajo:

- Desarrollo de una metodología para obtener configuraciones de convertidores CC-CC de una sola entrada y múltiples salidas (*Single-Input Multiple-Output*, SIMO), con un solo inductor a su entrada, un solo interruptor de potencia y sin transformador, a partir de las configuraciones de convertidores de una entrada y una salida tipo: Buck, Boost, Buck-Boost, CSC, Ćuk, SEPIC y Zeta.
- Evaluación mediante análisis teórico y simulación de las configuraciones propuestas, estableciendo un criterio de diseño para los convertidores combinados desarrollados. Implementación de prototipos experimentales basados en las configuraciones derivadas para su aplicación en microrredes CC.
- Propuesta de aplicación en sistemas de media/alta potencia, de la técnica basada en la conexión de convertidores combinados conectados en paralelo funcionando en modo intercalado. Esto ha permitido realizar el análisis teórico y la simulación de convertidores combinados intercalados, así como el diseño y la implementación de un prototipo experimental para evaluar su comportamiento.

4.3. Rendimiento de la Tesis

La Tesis ha permitido generar una producción científica que ha consistido en doce publicaciones: cinco aportaciones en revistas internacionales y siete aportaciones en congresos internacionales. Además de las publicaciones anteriores, el trabajo desarrollado en la Tesis ha generado dos patentes nacionales.

A continuación, se detallan las publicaciones con sus indicios de calidad, ordenadas según las aportaciones descritas en el apartado anterior.

4.3.1. Producción científica clasificada por aportaciones

A. Desarrollo de convertidores CC-CC combinados

La metodología que ha permitido obtener diversas configuraciones de convertidores CC-CC combinados de una entrada y múltiples salidas, ha sido publicada en dos revistas internacionales. En ambas, se presentan las configuraciones de convertidores propuestos de forma complementaria, y se exponen los resultados experimentales de un prototipo de convertidor combinado de tres salidas.

1. M. B. Ferrera Prieto, S. P. Litrán, E. D. Aranda and J. M. E. Gomez, "New Single-Input, Multiple-Output Converter Topologies: Combining Single-Switch Nonisolated dc-dc Converters for Single-Input, Multiple-Output Applications," in IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 10, no. 2, pp. 6-20, June 2016, doi: 10.1109/MIE.2016.2550000. **Índices de calidad:** Revista incluida en el JCR en la categoría "*Engineering, Electrical & Electronic*". Índice de impacto 2016 (ISI): 10,710 (pos. 2/262). Índice de impacto (SCImago): 1,926. Cuartil (SCImago): **Q1**.
2. Durán, Eladio; Litrán, Salvador P.; Bella Ferrera, María: "Configurations of DC-DC converters of one input and multiple outputs without transformer", IET Power Electronics, 2020, 13, (12), p. 2658-2670, DOI: 10.1049/iet-pel.2019.1251. **Índices de calidad:** Revista incluida en el JCR en la categoría

“*Engineering, Electrical & Electronic*”. Índice de impacto (ISI): 2,641 (pos. 126/273). Índice de impacto (SCImago): 0,637. Cuartil (SCImago): **Q2**.

B. Análisis teórico y simulación de las configuraciones propuestas

El resultado del análisis teórico y la obtención de resultados de simulación de las configuraciones propuestas de forma individual, se ha publicado tanto en revistas como en congresos. La comparación de varias configuraciones de convertidores también ha sido publicada. Estas aportaciones se han ordenado según la configuración en la que se centra cada publicación.

B.1. Convertidor SEPIC-Ćuk combinado con salida bipolar

3. M. B. Ferrera, S. P. Litrán, E. Durán and J. M. Andújar, "A SEPIC-Ćuk converter combination for bipolar DC microgrid applications," 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2015, pp. 884-889, doi: 10.1109/ICIT.2015.7125209. **Descripción:** Presentación oral en la 16ª Conferencia Internacional de Tecnología Industrial. Indexado en Scopus.

B.2. Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado con salida bipolar

4. E. Durán, S. P. Litrán, M. B. Ferrera and J. M. Andújar, "A Zeta-Buck-Boost converter combination for Single-Input Multiple-Output applications," IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2016, pp. 1251-1256, doi: 10.1109/IECON.2016.7793183. **Descripción:** Presentación oral en la 42ª Conferencia Internacional anual de la Sociedad en Electrónica Industrial IEEE. Indexado en Scopus.

B.3. Convertidor Zeta-CSC combinado con salida bipolar

5. S. P. Litrán, E. Durán, M. B. Ferrera, J. Semião and R. S. Barroso, "A Zeta-CSC Converter Combination for Single-Input and Bipolar Output," IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2019, pp. 5721-5726, doi: 10.1109/IECON.2019.8927458. **Descripción:** Póster con presentación oral en la 45ª Conferencia Internacional anual de la Sociedad en Electrónica Industrial IEEE. Indexado en Scopus.

B.4. Comparación de topologías con salida bipolar

6. S. P. Litrán, E. Durán, M. B. Ferrera, R. S. Barroso, “Análisis de convertidores DC-DC combinados con salida bipolar para microrredes DC,” Proc. Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e instrumentación, SAAEI, 2019. Córdoba, España. Actas del XXVI Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación p. 700-704. **Descripción:** Presentación oral en el Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación de ámbito internacional.
7. S. P. Litrán, E. Durán, R. S. Barroso, J. Semião and M. B. Ferrera, "Analysis of Converters with Bipolar Output for DC Microgrid," 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 2020, pp. 13-18, doi: 10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161664. **Descripción:** Presentación oral en la 14ª Conferencia Internacional en Compatibilidad, Electrónica de Potencia y en Ingeniería de Potencia. Indexado en Scopus.

B.5. Convertidor combinado de cinco salidas

8. E. Durán, S.P. Litrán, M. B. Ferrera, “Metodología para el Desarrollo de Convertidores CC-CC Combinados de una Entrada y Múltiples Salidas sin Transformador,” Proc. Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e instrumentación, SAAEI, 2018. Barcelona, España. Actas del XXV Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación p.321-324. **Descripción:** Presentación oral en el Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación de ámbito internacional.

C. Diseño e implementación de prototipos experimentales para microrredes CC bipolares

El desarrollo de prototipos experimentales orientados a aplicaciones para microrredes CC bipolares ha dado lugar a la publicación de dos artículos:

9. M. B. Ferrera, S. P. Litrán, E. Durán Aranda and J. M. Andújar Márquez, "A Converter for Bipolar DC Link Based on SEPIC-Ćuk Combination," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 12, pp. 6483-6487, Dec. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2429745. **Índices de calidad:** Revista incluida en el JCR en la categoría "*Engineering, Electrical & Electronic*". Índice de impacto 2015 (ISI): 4,953 (pos. 126/273). Índice de impacto (SCImago): 2,267. Cuartil (SCImago): **Q1**.
10. Eladio Duran, Salvador P. Litrán, Maria B. Ferrera, Moises S. Mesa, "DC-DC Converter with Bipolar Output and its Use for Connection of a Distributed Generation System to a Bipolar DC Grid," in Recent Advances in Electrical & Electronic Engineering, Volume 11, Issue 1, 2018, doi: 10.2174/2352096510666171108112704. **Índices de calidad:** Revista incluida en el JCR en la categoría "*Engineering, Electrical & Electronic*" y en "*Electronic, Optical and Magnetic Materials*". Índice de impacto 2017 (ISI): pos. 304/306. Índice de impacto (SCImago): 0,109. Cuartil (SCImago): **Q4** en ambas categorías.

D. Convertidores combinados intercalados

Las configuraciones de convertidores combinados intercalados, analizadas teóricamente y simuladas, han generado una aportación a un congreso y a una revista.

11. E. Durán, M. B. Ferrera, S. P. Litrán, A. J. Barragán, J. M. Enrique, J. M. Andújar, Jorge Semião, Jânio Monteiro, I. Martins, "An Application of Interleaved Zeta-Buck-Boost Combination Converter in Distributed Generation," Proceedings of the 1st International Congress on Engineering and Sustainability in the XXI Century – INCREaSE 2017. Faro, Portugal. Actas del Congreso. Springer International Publishing AG 2018, p. 293-306. ISBN: 978-3-319-70272-8, doi: 10.1007/978-3-319-70272-8_25. **Descripción:** Presentación oral en el 1^{er} Congreso en Ingeniería y Sostenibilidad en el siglo XXI. Libro de actas publicado en la editorial Springer International Publishing AG.

12. D. Aranda, S. P. Litrán and M. B. F. Prieto, "Combination of interleaved single-input multiple-output DC-DC converters," in CSEE Journal of Power and Energy Systems, vol. 8, no. 1, pp. 132-142, Jan. 2022, doi: 10.17775/CSEEJPES.2020.00300. **Índices de calidad:** Revista incluida en el JCR en la categoría “*Engineering, Electrical & Electronic*” y en “*Energy & Fuels*”. Índice de impacto 2021 (ISI): 6,014. Cuartil (ISI): E&E **Q2** en E&E (pos. 47/119), **Q1** en EE&E (pos. 42/276). Índice de impacto (SCImago): 0,118. Cuartil (SCImago): **Q4**.

4.3.2. Patentes

Han sido solicitadas y concedidas dos patentes relacionadas con el contenido de esta Tesis Doctoral. En la primera, se ha patentado la metodología para el desarrollo de convertidores combinados de una entrada y múltiples salidas, y en la segunda, la configuración de uno de los convertidores combinados de salida bipolar.

1. E. Durán, S. P. Litrán, M. B. Ferrera, “*Convertidor CC-CC de una Entrada y Múltiples Salidas sin Transformador y Convertidor de Potencia que lo Aplica,*” patente registrada con número P201730054, 2017.

Tipo: Patente de invención, Propiedad industrial

Instituciones: Universidad de Huelva

Fecha de concesión: 18/01/17

Tipo de protección: Nacional

2. E. Durán, S. P. Litrán, M. B. Ferrera, “*Convertidor DC-DC con salida bipolar y uso del mismo para conexión de un sistema de generación distribuida a una red DC Bipolar,*” patente registrada con número P201500753, 2015.

Tipo: Patente de invención, Propiedad industrial

Fecha de concesión: 06/10/15

Instituciones: Universidad de Huelva

Tipo de protección: Nacional

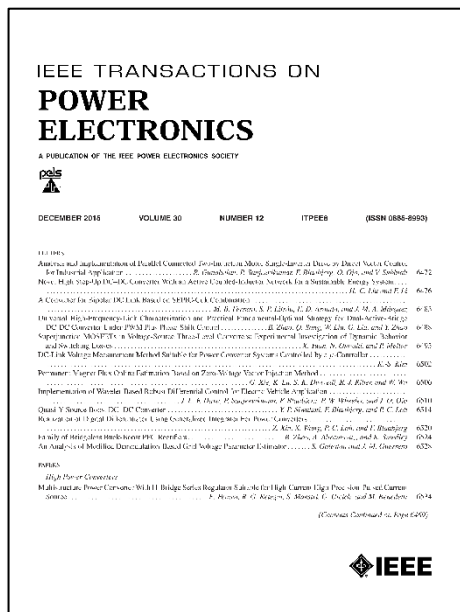
4.4. Compendio de publicaciones

4.4.1. Artículo 1

A Converter for Bipolar DC Link Based on SEPIC-Ćuk Combination

M. B. Ferrera, S. P. Litrán, E. Durán Aranda and J. M. Andújar Márquez

Publicado en:



Revista: IEEE Transactions on Power Electronics

Editorial: IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers)

Referencia: Volumen 30, número 12, páginas 6483-6487. Diciembre

Año: 2015

ISSN: 1941-0107

DOI: 10.1109/TPEL.2015.2429745

Factor de impacto (JCR):

4,953

Categoría

Posición revista / Total

Cuartil

Engineering, Electrical&Electronic

9/257

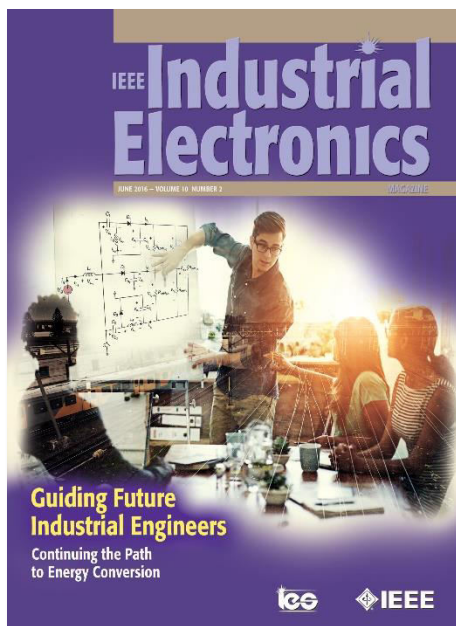
Q1

4.4.2. Artículo 2

**New Single-Input, Multiple-Output Converter Topologies:
Combining Single-Switch Nonisolated dc-dc Converters for
Single-Input, Multiple-Output Applications**

M. B. Ferrera Prieto, S. P. Litran, E. D. Aranda and J. M. E. Gomez

Publicado en:



Revista: IEEE Industrial Electronics Magazine

Editorial: IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers)

Referencia: Volumen 10, número 2, páginas 6-20. Junio

Año: 2016

ISSN: 1941-0115

DOI: 10.1109/MIE.2016.2550000

Factor de impacto (JCR): 10,710

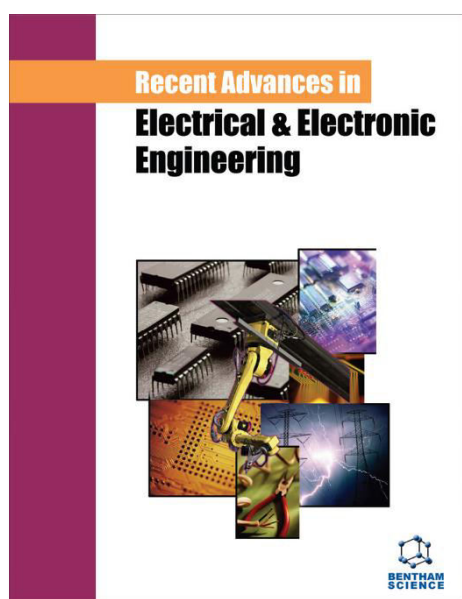
Categoría	Posición revista / Total	Cuartil
Engineering, Electrical&Electronic	2/262	Q1

4.4.3. Artículo 3

DC-DC Converter with Bipolar Output and its Use for Connection of a Distributed Generation System to a Bipolar DC Grid

Eladio Duran, Salvador P. Litran, Maria B. Ferrera, Moises S. Mesa

Publicado en:



Revista: Recent Advances in Electrical & Electronic Engineering

Editorial: Bentham Science

Referencia: Volumen 11, número 1, páginas 43 - 50. Febrero

Año: 2018

ISSN: 2352-0973

DOI:

10.2174/2352096510666171108112704

Factor de impacto (JCI): 0,1

Categoría	Posición revista / Total	Cuartil
Engineering, Electrical&Electronic	311/312	Q4

4.4.4. Artículo 4

Configurations of DC–DC converters of one input and multiple outputs without transformer

Durán, Eladio; Litrán, Salvador P.; Bella Ferrera, María

Publicado en:



Revista: IET Power Electronics

Editorial: IET (The Institution of Engineering and Technology)

Referencia: Volumen 13, número 12, páginas 2658-2670. Septiembre

Año: 2020

ISSN: 1755-4543

DOI: 10.1049/iet-pel.2019.1251

Factor de impacto (JCR): 2,641

Categoría	Posición revista / Total	Cuartil
Engineering, Electrical&Electronic	126/273	Q2

4.4.5. Artículo 5

Combination of interleaved single-input multiple-output DC-DC converters

D. Aranda, S. P. Litrán and M. B. F. Prieto

Publicado en:



Revista: CSEE Journal of Power and Energy Systems

Editorial: CSEE (Chinese Society for Electrical Engineering) en colaboración con CEPRI y IEEE

Referencia: Volumen 8, número 1, páginas 132-142. Enero

Año: 2022

ISSN: 2096-0042

DOI: 10.17775/CSEEJPES.2020.00300

Factor de impacto (JCR):

6,014 (en 2021)

Categoría

Posición revista / Total

Cuartil

Engineering, Electrical&Electronic

42/276

Q1

Energy&Fuels

47/119

Q2

Capítulo 5

Conclusiones y trabajo futuro

Los convertidores CC-CC han demostrado tener una presencia importante en las aplicaciones actuales como telecomunicaciones, microelectrónica, aplicaciones de iluminación, balasto electrónico, tecnología LED, vehículos eléctricos (EVs) e híbridos (HEV). Las cualidades que exhiben, así como el hecho de ser una tecnología bien conocida, hacen de éstos una opción válida para su uso como dispositivos de interconexión, entre los distintos elementos que forman una microrred CC. Estas nuevas topologías de distribución de la energía eléctrica son el fruto de la evolución del Sistema Eléctrico de Potencia (SEP) hacia un modelo de Generación Distribuida (GD).

En este trabajo, se ha descrito una metodología que permite desarrollar diferentes dispositivos de interconexión de una entrada con varias salidas, a partir de la combinación de convertidores CC-CC no aislados de una entrada y una salida. Estas configuraciones han sido analizadas teóricamente, permitiendo valorar su utilización para estas aplicaciones.

Por último, el diseño e implementación de las configuraciones propuestas ha sido verificado mediante simulación y experimentación, proporcionando buenos resultados y avalando, en cierta medida, el trabajo realizado.

5.1. Conclusiones

El trabajo desarrollado en esta Tesis se enmarca en el ámbito de la Generación Distribuida (GD) y pretende contribuir al desarrollo de convertidores que permitan la interconexión de los elementos que configuran una microrred de CC. Así, se han propuesto configuraciones de una entrada y múltiples salidas con diferentes características en cuanto a número de salidas, relación de conversión y potencia. La descripción del proceso realizado ha sido distribuida en cinco capítulos.

En el Capítulo 1, se describen las diferentes arquitecturas empleadas actualmente en microrredes de CC, estableciendo sus ventajas e inconvenientes. Las características y estructura de la configuración Bipolar, la sitúan como alternativa a las microrredes CA, principalmente debido a que se desarrollan dos niveles de tensión simétricos, que para una misma transmisión de potencia proporciona menores requerimientos de corriente. En el mismo sentido, se realiza una descripción de las características de los convertidores CC-CC, que permiten acondicionar la transmisión de potencia en microrredes de CC. Asimismo, se presenta una clasificación de dichos convertidores basada en su capacidad de interconectar diferentes fuentes y cargas, convertidores con varios puertos de entrada y salida (*Multiport DC-DC Converters*): SISO (*Single-Input Single-Output*), SIMO (*Single-Input Multiple-Output*), MISO (*Multiple-Input Single-Output*) y MIMO (*Multi-Input Multi-Output*). Resaltando las configuraciones que permiten desarrollar dos tensiones de Salidas Simétricas (*Symmetric Outputs*), Bipolares (*Bipolar Output*) o Duales (*Dual Output*) y desde una sola tensión de entrada (*Single-Input Dual-Output*, SIDO). Finalmente, se analiza la conexión en paralelo de convertidores CC-CC con múltiples fases, funcionando en modo intercalado o entrelazado (*Interleaved Operation Mode*, IOM), y como alternativa también, en la distribución de potencia entre varias fases de convertidores, que mejora el rendimiento, la cancelación del rizado de la corriente de entrada y de salida, y un aumento efectivo de la frecuencia de funcionamiento del mismo, lo que reduce significativamente los requisitos de los elementos de filtrado de entrada y de salida.

En el Capítulo 2, se presenta una metodología que permite obtener diferentes configuraciones de convertidores combinados de una entrada y múltiples salidas, para diferentes aplicaciones, empleando un solo interruptor. De este modo, se simplifica el circuito de control debido a que sólo es necesario controlar un interruptor de potencia. Se proponen así:

- Convertidores combinados de n salidas, siete configuraciones.
 - Convertidor Buck combinado de n salidas.
 - Convertidor Boost combinado de n salidas.
 - Convertidor Buck-Boost combinado de n salidas.
 - Convertidor Ćuk combinado de n salidas.
 - Convertidor CSC combinado de n salidas.
 - Convertidor Zeta combinado de n salidas.
 - Convertidor SEPIC combinado de n salidas.

- Convertidores combinados de dos salidas, nueve configuraciones.
 - Convertidor Ćuk-Boost combinado.
 - Convertidor Boost-SEPIC combinado.
 - Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado.
 - Convertidor CSC-Boost combinado.
 - Convertidor SEPIC-Ćuk combinado.
 - Convertidor Zeta-CSC combinado.
 - Convertidor CSC-Ćuk combinado.
 - Convertidor CSC-SEPIC combinado.
 - Convertidor CSC-Buck-Boost combinado.

- Convertidores combinados de tres salidas, cinco configuraciones.
 - Convertidor SEPIC-Boost-Ćuk combinado.

- Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado.
- Convertidor CSC-Boost-Zeta combinado.
- Convertidor CSC-Boost-SEPIC combinado.
- Convertidor CSC-Ćuk-SEPIC combinado.
- Convertidores combinados de cuatro, cinco y seis salidas, tres configuraciones distintas.
- Una generalización de la técnica presentada en esta Tesis también ha permitido obtener convertidores modulares con $2N$, $3N$, $4N$ y $6N$ salidas y una sola entrada, a partir de N módulos.

Otra contribución a los sistemas para la interconexión de microrredes CC, ha consistido en la interconexión en paralelo de convertidores combinados, funcionando en modo intercalado (IOM). En este sentido, se han propuesto dos configuraciones de convertidores combinados intercalados:

- Convertidor SEPIC-Ćuk combinado intercalado de cuatro fases.
- Convertidor Zeta-Buck-Boost combinado intercalado de cuatro fases.

Estos convertidores combinados intercalados disponen de dos salidas de tipo bipolar, permitiendo así el uso de este tipo de configuraciones para aplicaciones de mayor potencia en microrredes CC bipolares.

Se aporta un análisis teórico de las configuraciones propuestas. Basado en su modo de funcionamiento, se determinan la relación de conversión en modo continuo (CCM) y en modo discontinuo (DCM). Se detalla el diseño de los componentes pasivos y activos, así como la elección justificada de cada elemento que forma parte de la configuración del convertidor combinado desarrollado. Esto ha hecho posible la implementación de varios prototipos experimentales.

En el Capítulo 3, se presentan los resultados de simulación de siete configuraciones: cinco configuraciones de convertidores combinados de una

entrada y salida bipolar (*Single-Input Dual-Output*, SIDO), una configuración de una entrada y tres salidas, y una configuración de cinco salidas.

Las simulaciones han permitido estudiar la respuesta dinámica de los convertidores, además de la respuesta en estado estacionario tanto en una microrred como en un sistema aislado. Se ha podido verificar la respuesta de los convertidores al funcionar en CCM y en DCM, comprobando así, que la respuesta en CCM ofrece ventajas con respecto al rizado de la corriente, mientras que en DCM la principal desventaja radica en la dependencia de la tensión de salida con respecto al valor de la carga (mala regulación de carga).

La técnica del intercalado ha sido implementada en dos configuraciones de convertidores combinados de salida bipolar, formados por cuatro convertidores combinados conectados en paralelo. Se verifica de este modo, que el intercalado de convertidores, además de reducir el rizado de corriente, permite gestionar mayor potencia debido a la paralelización, lo cual resulta una ventaja frente al funcionamiento síncrono.

Se han obtenido resultados experimentales de tres prototipos de convertidores combinados, uno con salida bipolar, otro con tres salidas y otro con salida bipolar intercalado de cuatro fases. Se han evaluado tanto las respuestas estáticas como las dinámicas, además del rendimiento de los prototipos para valores bajos y altos de potencia demandada.

En el Capítulo 4, se presenta la producción científica que ha surgido del trabajo desarrollado en esta Tesis. Se enumeran las innovaciones, resumiendo las aportaciones principales presentadas en los capítulos anteriores, tanto la metodología de convertidores combinados como las distintas configuraciones propuestas. Las publicaciones, en revistas y en congresos, se clasifican de acuerdo a las innovaciones presentadas. En este sentido, se incluyen cinco publicaciones en revistas y siete contribuciones a congresos, en ambos casos de ámbito internacional. También se presentan dos patentes nacionales derivadas del trabajo desarrollado. Por último, se compendian las cinco publicaciones en revistas que avalan el trabajo de investigación desarrollado en esta Tesis.

5.2. Trabajo futuro

El trabajo de investigación llevado a cabo, se centra en los convertidores CC-CC combinados para microrredes en generación distribuida. Este trabajo de investigación ha permitido desarrollar otras líneas de investigación que tratan de mejorar y completar las propuestas presentadas, o bien, iniciar nuevos trabajos de investigación. Asimismo, se proponen las siguientes líneas futuras:

- La optimización e implementación de nuevos prototipos experimentales, derivados de las configuraciones de convertidores combinados propuestos, como continuación natural del trabajo desarrollado.
- El desarrollo de un modelo dinámico de las configuraciones propuestas, para el estudio de la estabilidad de los convertidores combinados. Este análisis daría lugar a la implementación de nuevas estrategias de control, que contribuyan a la estabilidad y mejora de la calidad del suministro en las microrredes CC.
- Extender la metodología desarrollada, basada en la combinación de convertidores CC-CC, a topologías de capacidades conmutadas y convertidores resonantes.

Actualmente, se está trabajando en esta última línea de investigación, que ha dado lugar a una propuesta de convertidores combinados multisalida para aplicaciones de IoT (*Internet of Things*), basado en convertidores CC-CC de capacidades conmutadas (*Switched Capacitor*, SC), que ha sido publicada en un congreso de ámbito internacional [104].

Referencias bibliográficas

- [1] N. Hatziargyriou; H. Asano; R. Iravani; C. Marnay, “Microgrids,” IEEE Power and Energy Magazine, vol. 5, issue 4, pp. 78–94, Jul/Aug 2007.
- [2] Benjamin Kroposki; Robert Lasseter; Toshifumi Ise; Satoshi Morozumi; Stavros Papathanassiou; Nikos Hatziargyriou, “Making microgrids work,” IEEE Power and Energy Magazine. Vol. 6, Issue 3. 2008.
- [3] H. Kakigano, Y. Miura, T. Ise, R. Uchida, “DC Micro-grid for Super High Quality Distribution – System Configuration and Control of Distributed Generations and Energy Storage Devices,” IEEE IPEMC Power Electron Motion Control Conf., 2004 (3), pp. 1740–1745.
- [4] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and R. Teodorescu, “Hierarchical control of droop-controlled DC and AC microgrids: A general approach towards standardization,” IEEE Conf. Ind. Electron. (IECON), pp. 4305–4310, 2009.
- [5] J. M. Guerrero, “Microgrids: Integration of distributed energy resources into the smart-grid,” in Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron., Bari, Italy, 2010, pp. 4281–4414.
- [6] J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, J. Miret, M. Castilla, and L. Vicuña, “Hierarchical control of intelligent microgrids,” IEEE Ind. Electron. Mag., vol. 4, no. 4, pp. 23–29, Dec. 2010.
- [7] Lie Xu and Dong Chen, “Control and operation of a DC microgrid with variable Generation and energy stage,” IEEE Trans. Power delivery, vol. 26, no 4, pp. 2513–2522, Oct. 2011.

- [8] J. J. Justo, F. Mwasilu, J. Lee, J. W. Jung, "AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: a review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, no. 24, pp. 387-405, 2013.
- [9] Hossein Lotfi; Amin Khodaei, "AC Versus DC Microgrid Planning," *IEEE Transactions on Smart Grid*. Vol. 8, Issue 1. 2007.
- [10] Pasi Salonen; Tero Kaipia; Pasi Nuutinen; Pasi Peltoniemi; Jarmo Partanen, "An LVDC Distribution System Concept," *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics*. June 9-11. 2008.
- [11] Brian T. Patterson, "DC, Come Home: DC Microgrids and the Birth of the "Enernet"," *IEEE Power and Energy Magazine*. Vol. 10, Issue 6. 2012.
- [12] Chandan Chakraborty, Herbert Ho-Ching Iu, Dylan Dah-Chuan Lu, "Power converters, control, and energy management for distributed generation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, issue 7, pp. 4466-4470, July 2015.
- [13] Pouya Kolahian; Hadi Tarzamni; Amir Nikafrooz; Mohsen Hamzeh, "Multi-port DC-DC converter for bipolar medium voltage DC micro-grid applications," *IET Power Electronics*. Vol. 12, Issue 7. 2019.
- [14] Research and Markets. "DC-DC converter Global Market Report 2023". Available at <https://www.researchandmarkets.com/reports/5744286/dc-dc-converter-global-market-report>, February 2023.
- [15] Markets and Markets. "DC-DC Converter Market by Vertical, Form Factor (SIP, DIP, DIN Rail, Box, Chassis Mount, Discreter, Brick), Input Voltage, Output Voltage, Output Power, Output Number, Product Type, Isolation Working Voltage and Region – Global Forecast to 2027". Available at <https://www.marketsandmarkets.com>, October 2022.
- [16] E. Landsman, "A Unifying Derivation of Switching dc-dc Converter Topologies", *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC1979*, pp. 239-243.
- [17] J. White, and W. Muldoon, "Two-Inductor Boost and Buck Converters", *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC1987*, pp. 387-392.

- [18] D. Maksimovic, and S. Cuk, "General Properties and Synthesis of PWM DC-to-DC Converters", Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC1989, pp. 515-525.
- [19] J. Wang; W.G. Dunford; and K E. Mauch, "Synthesis of two-inductor DC-DC converters", Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC1997, pp. 1367-1373, vol. 2.
- [20] R.-J. Wai and K.-H. Jheng, "High-efficiency single-input multiple-output DC-DC converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 2, pp. 886– 898, Feb. 2013.
- [21] Xiaoyang Yu; Ke Jin; Zhijun Liu; "Capacitor Voltage Control Strategy for Half-Bridge Three-Level DC/DC Converter," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.29, no.4, pp. 1557-1561, April 2014
- [22] E. Durán, J. M. Andújar, J. M. Enrique, and J. M. Pérez-Oria, "Determination of PV Generator I-V/P-V Characteristic Curves Using a DC-DC Converter Controlled by a Virtual Instrument," International Journal of Photoenergy, vol. 2012, Article ID 843185, 13 pages, 2012.
- [23] Enrique J.M., Durán E., Sidrach-de-Cardona M., Andújar J.M. "Theoretical Assessment of the Maximum Power Point Tracking Efficiency of Photovoltaic Facilities with Different Converter Topologies". Solar Energy, Vol. 81(1), pp. 31–38, 2009.
- [24] Durán, E; Andújar, J. M., Galán, J.; Sidrach-de-Cardona, "Methodology and Experimental System for Measuring and Displaying I-V Characteristic Curves of PV Facilities". Progress in Photovoltaics: Research and Applications, Vol. 17(8), pp. 574-586, 2009.
- [25] Durán, E.; Andújar, J. M.; Segura, F. "A High-Flexibility DC Load for Fuel Cell and Solar Arrays Power Sources Based on DC-DC Converters". Applied Energy, Volume 88, Issue 5, 2011, Pages 1690-1702.
- [26] Durán, E.; Galán J. A., Andújar, J. M; Sidrach-de-Cardona, M. "A New Method to Obtain I-V Characteristics Curves of Photovoltaic Modules Based on SEPIC and Cúk Converters". EPE Journal, Vol. 18(2), pp. 5-15, 2008.

- [27] L.K. Wong T.K. Man, "Adaptive On-Time Converters", IEEE Industrial Electronics Magazine, Vol.4, No.3, pp.28-35, Sep. 2010.
- [28] E. Durán; J. Galán; M. Sidrach-de-Cardona; J. M. Andújar "Measuring the I-V curve of PV generators: Analyzing Different dc–dc Converter Topologies." IEEE Industrial Electronics Magazine, Vol. 3(3), pp. 4-14, 2009.
- [29] E. Duran, M. Sidrach-de-Cardona, J. Galan and J.M. Andujar, "Comparative analysis of buck-boost converters used to obtain I–V characteristic curves of photovoltaic modules", Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC2008, pp. 2036-2042.
- [30] B. R. Lin and F. Y. Hsieh, "Soft-switching Zeta-flyback converter with a buck-boost type of active clamp," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 5, pp. 2813–2822, Oct. 2007.
- [31] Jih-Sheng Lai, "Power conditioning circuit topologies", IEEE Industrial Electronics Magazine, Vol.3, No.2, pp.24-34, June 2009.
- [32] R. D. Middlebrook, "Power electronics: topologies, modeling, and measurement," in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, 1981, pp. 27–29.
- [33] S. Cuk, "Basics of switched-mode power conversion: Topologies, magnetics, and control," in Advances in Switched-Mode Power Conversion, vol. 2. Irvine, CA: Teslaco, 1981, pp. 279–310.
- [34] R. Erickson, "Synthesis of Switched-Mode Converters", Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 9-22, 1983.
- [35] R. Tymerski, and V. Vorperian, "Generation, Classification and Analysis of Switched-Mode DC-to-DC Converters by the use of Converter Cells", Proc. IEEE International Telecommunications Energy Conference, pp. 181-195, 1986.
- [36] Dietrich, S.; Strache, S.; Wunderlich, R.; Heinen, S. "Get the LED Out: Experimental Validation of a Capacitor-Free Single-Inductor, Multiple-Output LED Driver Topology". IEEE. Ind. Electron. Mag.; vol. 9, no.2, pp. 24-35, June 2015.

- [37] M.-H. Huang and K.-H. Chen, "Single-inductor multi-output (SIMO) DC-DC converters with high light-load efficiency and minimized cross regulation for portable devices" *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 4, pp. 1099–1111, Apr. 2009.
- [38] D. Ma, W.-H. Ki, C.-Y. Tsui and P. K. Mok "Single-inductor multiple-output switching converters with time-multiplexing control in discontinuous conduction mode", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 1, pp.89 -100, Jan. 2003.
- [39] A. Nami, F. Zare, A. Ghosh and F. Blaabjerg "Multi-output dc-dc converters based on diode-clamped converters configuration: Topology and control strategy", *IET Power Electron.*, vol. 3, no. 2, pp.197 -208, March 2010.
- [40] D. Kwon and G. A. Rincón-Mora "Single-inductor-multiple-output switching DC-DC converters", *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 56, no. 8, pp.614 -618, August 2009.
- [41] W. Jiang and B. Fahimi "Multiport power electronic interface-concept, modeling, and design", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 7, pp.1890 -1900, July 2011.
- [42] A. Lee, J. Sin, P. Chan, "Scalability of quasi-hysteretic FSM-based digitally controlled single-inductor dual-string buck LED driver to multiple strings", *IEEE Trans. on Pow. Elect.*, pp. 501-513, vol. 29, no. 1, Jan. 2014.
- [43] Karimian, F., Nahavandi, A.: 'Design and analysis of a new structure of non-isolated DC–DC cuk–boost converter with high voltage gain', *IET Power Electron.*, 2019, vol.12, no. 3, pp. 530–540.
- [44] Mishra S., Nayak K. K., Rana M. S., Dharmarajan V.: 'Switched-boost action based multiport converter', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2019, vol. 55, no. 1, pp. 964–975.
- [45] A. Khaligh, J. Cao and Y. J. Lee "A multiple-input DC-DC converter topology", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 3, pp.862 -868, March 2009.

- [46] Furkan A., Yakup T., Bulent V.: “Analysis and experimental verification of a multi-input converter for DC microgrid applications”, *Power Electronics IET*, 2018, vol. 11, no. 6, pp. 1009-1017.
- [47] B. G. Dobbs and P. L. Chapman, “A multiple-input DC-DC converter topology,” *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 1, no. 1, pp. 6–9, Mar. 2003.
- [48] Y. Li, X. Ruan, D. Yang, F. Liu, and C. K. Tse, "Synthesis of multiple-input DC/DC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 9, pp. 2372-2385, Sept. 2010.
- [49] H. Wu, P. Xu, H. Hu, Z. Zhou and Y. Xing "Multi-port converters based on integration of full-bridge and bidirectional dc–dc topologies for renewable generation systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 2, pp.856 -869, February 2014.
- [50] J. W. Zeng, W. Qiao, L. Y. Qu, and Y. P. Jiao, “An isolated multiport DC–DC converter for simultaneous power management of multiple different renewable energy sources,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 1, pp.70-78, March 2014.
- [51] Taehyung K., Sangshin K.: “Single pole switch leg based multi-port converter with an energy storage”, *Power Electronics IET*, 2016, vol. 9, no. 6, pp. 1322-1330.
- [52] S. D. Saman, P. Zhang, X. N. Lu, and M. Hamzeh, “Mutual interactions and stability analysis of bipolar DC microgrids,” *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 5, no. 4, pp. 444–453, Dec. 2019.
- [53] C. Zhao, S. Round, J. Kolar, "An isolated three-port bidirectional dc-dc converter with decoupled power flow management", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 2443-2453, Sep. 2008.
- [54] J. Zeng, W. Qiao, L. Qu, "An isolated multiport bidirectional dc-dc converter for PV-battery-dc microgrid applications", *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 4978-4984, Sep. 2014.
- [55] Z. Qian, O. Abdel-Rahman, H. Al-Atrash and I. Batarseh "Modeling and control of three-port dc/dc converter interface for satellite applications", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 3, pp.637 -649, March 2010.

- [56] Z. Qian, O. Abdel-Rahman and I. Batarseh, "An Integrated Four-Port DC/DC Converter for Renewable Energy Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 7, pp. 1877-1887, July 2010.
- [57] G.-J. Su, L. Tang, "A multiphase modular bidirectional triple-voltage dc-dc converter for hybrid and fuel cell vehicle power systems", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 3035-3046, Nov. 2008.
- [58] B. C. Sekhar, S. Lakshminarayanan and A. Harshavardhan, "An integrated seven port hybrid charger for smart home applications," 2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS), New Delhi, 2016, pp. 1-5.
- [59] K. Filsoof and P. W. Lehn, "A Bidirectional Multiple-Input Multiple-Output Modular Multilevel DC–DC Converter and its Control Design," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 4, pp. 2767-2779, April 2016.
- [60] H. Behjati, A. Davoudi, "Single-stage multi-port dc-dc converter topology", *IET Power Electron.*, vol. 6, pp. 392-403, Feb. 2013.
- [61] H. Behjati, and A. Davoudi, "A Multiple-Input Multiple Output DC-DC Converter" *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 49, no. 3, pp.1464-1479, May 2013.
- [62] Yajian Tong; Zhenyu Shan; Jatskevich, J.; Davoudi, A. "A Non-isolated Multiple-Input Multiple-Output DC-DC Converter for DC Distribution of Future Energy Efficient Homes" in *Proc. of the 40th IEEE IECON*, pp. 4126-4132, Nov. 2014.
- [63] B. Wang, L. Xian, V. R. K. Kanamarlapudi, K. J. Tseng, A. Ukil and H. B. Gooi, "A Digital Method of Power-Sharing and Cross-Regulation Suppression for Single-Inductor Multiple-Input Multiple-Output DC–DC Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 2836-2847, April 2017.
- [64] H. Wu, K. Sun, S. Ding, Y. Xing, "Topology derivation of nonisolated three-port dc-dc converters from DIC and DOC", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 7, pp. 3297-3307, Jul. 2013.

- [65] H. Keyhani, H. Toliyat, "A zvs single-inductor multi-input multi-output dc-dc converter with the step up/down capability", Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., pp. 5546-5552, 2013.
- [66] S. Danyali, S. Hosseini, G. Gharehpetian, "New extendable single-stage multi-input dc-dc/ac boost converter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 2, pp. 775-788, Feb. 2014.
- [67] M. Dhananjaya and S. Pattnaik, "Design and implementation of a SIMO DC-DC converter," IET Power Electronics, vol. 12, no. 8, pp. 1868-1879, 2019.
- [68] Aniket Anand, Bhim Singh, "Power Factor Correction in Cuk-SEPIC-Based Dual-Output-Converter-Fed SRM Drive," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, issue 2, pp. 1117 - 1127, July 2017.
- [69] P. Patra, A. Patra, and N. Misra, "A single-inductor multiple-output switcher with simultaneous buck, boost and inverted outputs," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 4, pp. 1936-1951, Apr. 2012.
- [70] J. Chen, D. Maksimovic, and R. Erickson, "Buck-Boost PWM Converters having two independently controlled Switches", Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC2001, pp. 736-741.
- [71] Behjati, H., Davoudi, A., "A multi-port dc-dc converter with independent outputs for vehicular applications". Proc. IEEE Vehicle Power Propulsion Conf., Chicago, IL, USA, 2011, pp. 1-5.
- [72] A. K. Bhattacharjee, N. Kutkut, and I. Batarseh, "Review of multiport converters for solar and energy storage integration," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 2, pp. 1431-1445, Feb. 2019.
- [73] X. L. Liu, Y. B. Liu, J. Y. Liu, Y. Xiang, and X. D. Yuan, "Optimal planning of AC-DC hybrid transmission and distributed energy resource system: review and prospects," CSEE Journal of Power and Energy Systems, vol. 5, no. 3, pp. 409-422, Sept. 2019.
- [74] Hiroaki Kakigano; Yushi Miura; Toshifumi Ise, "Low-Voltage Bipolar-Type DC Microgrid for Super High Quality Distribution," IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 25, Issue 12. 2010.

- [75] J. Lago, J. Moia, and M. L. Heldwein, “Evaluation of power converters to implement bipolar dc active distribution networks—DC–DC converters,” in Proc. Energy Convers. Congr. Expo., 2011, pp. 985–990.
- [76] D. Meneses, F. Blaabjerg, O. García, J.A Cobos, “Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic AC-module application,” IEEE Trans. Power Electron, 28, pp. 2649–2663, 2013.
- [77] M. T. Zhang, Y. Jiang, F. C. Lee, M. M. Jovanovic, “Single-phase three-level boost power factor correction converter,” in Proc. 10th Annu. Appl. Power Electron. Conf. Expo., pp. 434–439, 1995.
- [78] K. Haddad, “Three level DC–DC converters as efficient interface in two stage PV power systems,” in Proc. IEEE Energytech, Cleveland, OH, USA, pp. 1–6, 2012.
- [79] S. Lu, M. Mu, Y. Jiao, F. C. Lee, and Z. Zhao, “Coupled inductors in interleaved multiphase three-level DC–DC converter for high-power applications,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 1, pp. 120–134, Jan. 2016.
- [80] S. Schoenbauer, F. R. Martin-Lopez, “Single inductor buck boost converter with positive and negative outputs,” U.S. Patent 2010 003 9080, Feb. 18, 2010.
- [81] J. L. Durán-Gómez, E. García-Cervantes, D. R. López-Flores, P. N. Enjeti, L. Palma, “Analysis and evaluation of a series-combined connected boost and buck-boost dc-dc converter for photovoltaic application,” in Proc. Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Exp., pp. 19–23, Mar. 2006.
- [82] S. Rezayi, H. Iman-Eini, M. Hamzeh, S. Bacha, S. Farzamkia, “Dual-output DC/DC boost converter for bipolar DC microgrids,” IET Renewable Power Generation, vol.: 13, pp. 1402–1410, June 2019.
- [83] J. A. Rosero, J. A. Ortega, E. Aldabas, and L. Romeral, “Moving towards a more electric aircraft,” IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 22, no. 3, pp. 3–9, Mar. 2007.
- [84] B.A Miwa, “Interleaved conversion techniques for high density power supplies, Ph D. dissertation”, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge (1992). 114.

- [85] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro and A. Cobos, "Automotive DC-DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 3, pp. 578-586, May 2006.
- [86] R. Giral, L. Martinez-Salamero and S. Singer, "Interleaved converters operation based on CMC," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 4, pp. 643-652, Jul 1999.
- [87] J. Zeng, Z. Zhang and W. Qiao, "An Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Controller for a DC-DC Boost Converter With a Constant Power Load," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 4, pp. 2314-2322, July-Aug. 2014.
- [88] M. R. Mojallizadeh, and M. A. Badamchizadeh, "Switched linear control of interleaved boost converters," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 109, pp. 526-534, July 2019.
- [89] Ching-Ming Lai; Ching-Tsai Pan; Ming-Chieh Cheng, "High-Efficiency Modular High Step-Up Interleaved Boost Converter for DC-Microgrid Applications," in *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.48, no.1, pp.161-171, Jan.-Feb. 2012.
- [90] Z. X. Yan, J. Zeng, W. J. Lin, and J. F. Liu, "A novel interleaved nonisolated bidirectional DC-DC converter with high voltage-gain and full-range ZVS," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7191-7203, July 2020.
- [91] X. F. Hu, W. J. Liang, X. Liu, and Z. X. Yu, "A hybrid interleaved DC-DC converter with a wide step-up regulation range and ultralow voltage stress," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 7, pp. 5479-5489, Jul. 2020.
- [92] M. B. Ferrera, S. P. Litrán, E. Durán and J. M. Andújar, "A SEPIC-Ćuk converter combination for bipolar DC microgrid applications," *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2015, pp. 884-889.
- [93] M. B. Ferrera, S. P. Litrán, E. Durán Aranda and J. M. Andújar Márquez, "A Converter for Bipolar DC Link Based on SEPIC-Ćuk Combination," in

- IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 12, pp. 6483-6487, Dec. 2015.
- [94] M. B. Ferrera Prieto, S. P. Litran, E. D. Aranda and J. M. E. Gomez, "New Single-Input, Multiple-Output Converter Topologies: Combining Single-Switch Nonisolated dc-dc Converters for Single-Input, Multiple-Output Applications," in IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 10, no. 2, pp. 6-20, June 2016.
- [95] E. Durán, S. P. Litrán, M. B. Ferrera and J. M. Andújar, "A Zeta-Buck-Boost converter combination for Single-Input Multiple-Output applications," IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2016, pp. 1251-1256.
- [96] E. Durán, M. B. Ferrera, S. P. Litrán, A. J. Barragán, J. M. Enrique, J. M. Andújar, Jorge Semião, Jânio Monteiro, I. Martins, "An Application of Interleaved Zeta-Buck-Boost Combination Converter in Distributed Generation," Proceedings of the 1st International Congress on Engineering and Sustainability in the XXI Century – INCREaSE 2017. Faro, Portugal. Actas del Congreso. Springer International Publishing AG 2018, p. 293-306. ISBN: 978-3-319-70272-8.
- [97] E. Durán, S.P. Litrán, M. B. Ferrera, "Metodología para el Desarrollo de Convertidores CC-CC Combinados de una Entrada y Múltiples Salidas sin Transformador," Proc. Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e instrumentación, SAAEI, 2018. Barcelona, España. Actas del XXV Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación p.321-324.
- [98] Eladio Duran, Salvador P. Litran, Maria B. Ferrera, Moises S. Mesa, "DC-DC Converter with Bipolar Output and its Use for Connection of a Distributed Generation System to a Bipolar DC Grid," in Recent Advances in Electrical & Electronic Engineering, Volume 11, Issue 1, 2018.
- [99] S. P. Litrán, E. Durán, M. B. Ferrera, R. S. Barroso, "Análisis de convertidores DC-DC combinados con salida bipolar para microrredes DC," Proc. Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e

- instrumentación, SAAEI, 2019. Córdoba, España. Actas del XXVI Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e instrumentación p. 700-704.
- [100] S. P. Litrán, E. Durán, M. B. Ferrera, J. Semião and R. S. Barroso, "A Zeta-CSC Converter Combination for Single-Input and Bipolar Output," IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2019, pp. 5721-5726.
- [101] S. P. Litrán, E. Durán, R. S. Barroso, J. Semião and M. B. Ferrera, "Analysis of Converters with Bipolar Output for DC Microgrid," 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 2020, pp. 13-18.
- [102] E. D. Aranda, S. P. Litrán and M. B. F. Prieto, "Combination of interleaved single-input multiple-output DC-DC converters," in CSEE Journal of Power and Energy Systems, vol. 8, no. 1, pp. 132-142, Jan. 2022.
- [103] Durán, E., Litrán, S.P. and Bella Ferrera, M. (2020), "Configurations of DC-DC converters of one input and multiple outputs without transformer," IET Power Electronics, 13: 2658-2670.
- [104] J. Semião, E. Durán, S. P. Litrán and M. B. Ferrera, "Multiple-Output Switched-Capacitor DC-DC Combination Converters for IoT Applications," 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 2020, pp. 143-148.

Anexo I. Artículos

Anexo I. Artículos

Algunos de los trabajos científicos que forman parte del Anexo I. Artículos, debido a restricciones relativas a derechos de autor, han sido retirado de la tesis. En sustitución de los artículos ofrecemos la siguiente información: referencia bibliográfica, enlace a la revista y resumen.

- Ferrera, M. B., Litran, S. P., Duran Aranda, E., & Andujar Marquez, J. M. (2015). A Converter for Bipolar DC Link Based on SEPIC-Cuk Combination. In IEEE Transactions on Power Electronics (Vol. 30, Issue 12, pp. 6483–6487). Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <https://doi.org/10.1109/tpel.2015.2429745>

Enlace al texto completo: <https://doi.org/10.1109/tpel.2015.2429745>

RESUMEN:

This letter describes a new application of single-ended primary converter (SEPIC) and Cuk converter for dc bipolar network. A dc-dc converter configuration based on a combination of both converters is proposed. In the resulting topology, the switching node is shared by the SEPIC and Cuk converter since they have the same instantaneous duty cycle. The main advantage of this topology is that synchronization of various switches is not required and control terminal is connected to ground which simplifies the design of the gate drive. On the other hand, this configuration allows the connection of renewable energy sources to microgrids (MG)-type bipolar dc link and to cover the current needs of new distributed generation units with efficient, economical, and easy way. To verify its performance, a prototype was designed. Experimental results show as this combination of two converter topologies with appropriated modulation schemes are adequate to use in dc MG.

- Ferrera Prieto, M. B., Litran, S. P., Aranda, E. D., & Gomez, J. M. E. (2016). New Single-Input, Multiple-Output Converter Topologies: Combining Single-Switch Nonisolated dc-dc Converters for Single-Input, Multiple-Output Applications. In IEEE Industrial Electronics Magazine (Vol. 10, Issue 2, pp. 6–20). Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <https://doi.org/10.1109/mie.2016.2550000>

Enlace al texto completo: <https://doi.org/10.1109/mie.2016.2550000>

RESUMEN:

This article presents a methodology that allows the development of new converter topologies for single-input, multiple-output (SIMO) from different basic configurations of single-input, single-output dc-dc converters. These typologies have in common the use of only one power-switching device, and they are all nonisolated converters. Sixteen different topologies are highlighted, and their main features are explained. The 16 typologies include nine twooutput-type, five three-output-type, one four-output-type, and one six-output-type dc-dc converter configurations. In addition, an experimental prototype of a three-output-type configuration with six different output voltages based on a single-ended primary inductance (SEPIC)-Cuk-boost combination converter was developed, and the proposed design methodology for a basic converter combination was experimentally verified.

- Duran, E., Litran, S. P., Ferrera, M. B., & Mesa, M. S. (2018). DC-DC Converter with Bipolar Output and its Use for Connection of a Distributed Generation System to a Bipolar DC Grid. In *Recent Advances in Electrical & Electronic Engineering (Formerly Recent Patents on Electrical & Electronic Engineering)* (Vol. 11, Issue 1). Bentham Science Publishers Ltd. <https://doi.org/10.2174/2352096510666171108112704>

Enlace al texto completo: <https://doi.org/10.2174/2352096510666171108112704>

RESUMEN:

Background: This work describes the methodology and the basic procedure developed by the patent entitled DC-DC Converter with Bipolar Output and its Use for Connection of a Distributed Generation System to a Bipolar DC Grid.

Methods: The invention relates to a DC-DC converter capable of generating bipolar voltage with a suitable novel topology for distributed generation connection to a DC bipolar grid. The proposed topology uses only a power switch, unlike other DC-DC converters which employ two or four switches.

Thus the complexity of the converter is reduced. The DC-DC converter with bipolar output has an input for connection to a monopolar DC source and a bipolar output voltage with a positive terminal and a negative terminal. The DC-DC converter can be applied to bipolar DC grids because it allows the connection of a monopolar DC source to such networks. The present invention is especially applicable in the industrial sector and renewable energies. In the first case, because this network type is an alternative to classic electric system, currently of interest special in the industry. In this sector, the proposed converter can control the voltage level and possible unbalances of the DC voltage network. On the other hand, in the renewable energy sector, the proposed scheme enables the connection of generation and storage systems to a bipolar DC network in a way reliably.

Result: The proposed topology is a solution for these applications with sufficient guarantees of reliability, quality and performance.

Conclusion: An experimental prototype based on a combination of SEPIC (Single Ended Primary Converter) and Cuk converter has been implemented to validate the patented system.

- Durán, E., Litrán, S. P., & Bella Ferrera, M. (2020). Configurations of DC–DC converters of one input and multiple outputs without transformer. In *IET Power Electronics* (Vol. 13, Issue 12, pp. 2658–2670). Institution of Engineering and Technology (IET). <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2019.1251>

Enlace al texto completo: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2019.1251>

RESUMEN:

This study describes the methodology and the basic procedure developed by the patent entitled New Configurations of DC -DC Converters of One Input and Multiple Outputs without Transformer and Power Converter that Apply Them. The invention is related with new configurations of DC -DC converters of single input and multiple outputs (SIMO), without a transformer, with a single power switch, and therefore a single control circuit, which results in a smaller size, lower weight and simplicity compared to other known SIMO DC–DC configurations. In a novel form, it comprises at least two converters which share the DC source, an inductor and the power switch. This is obtained by the combination of basic converters: step-down (buck), step-up (boost) and step-down/step-up (buck–boost) as Cuk converter, SEPIC (single ended primary inductance converter), Zeta, CSC (canonical

switching cell) and buck -boost single-inductor. A generalisation of the methodology developed in this invention allows to obtain modular converters with $2N$, $3N$, $4N$ and $6N$ outputs and single input, from N converter modules. The paper also relates to a power converter, comprising N (greater than or equal to 2) DC converters connected in parallel, whose control signals have a phase shifting of $2\pi/N$ radians.

Combination of Interleaved Single-input Multiple-output DC-DC Converters

Eladio Durán Aranda, Salvador Pérez Litrán, and María Bella Ferrera Prieto

Abstract—This paper analyses, simulates and verifies an experimental prototype of a four-phase interleaved DC-DC converter. It is based on a SEPIC-Ćuk combination. The developed prototype has been used in single-input multiple-output (SIMO) applications. This combined converter allows obtaining dual output voltages of the same value, from a single input DC voltage and with only a power switch. Multiphase interleaved DC-DC converters achieve a better dynamic response and low ripple, maintaining their efficiency. Each converter is connected in parallel, thereby managing their losses by distributing them between more components, which facilitates the thermal management of the multiphase converter and allows handling high power values in small sizes with respect to solutions for a single phase. Two control strategies were applied: synchronous operation mode (SOM) and interleaved operation mode (IOM). The simulation results allow the comparison of both operational modes, verifying that the IOM presents advantages with respect to the ripple at the input and output currents. The experimental prototype was designed for a distributed power architecture and bipolar DC microgrid (MG).

Index Terms—Bipolar DC, DC-DC converter, interleaved.

I. INTRODUCTION

THE electronic power systems integration, together with energy management, are currently more and more in demand. More concepts for electric systems consider high efficiency, high power density, faster load transient response, small size, weight reduction, maintenance and low cost as important elements. This is primarily due to the need for miniaturization driven by applications with severe restrictions on space [1]. In these applications, the integration of single or multiple power systems are used to interconnect all subsystems, which distribute energy to different loads, with converters operating in power ranges from few a few watts to hundreds of kilowatts. This also requires the incorporation of technologies and solutions that aim for very high power densities.

The multiport power converters (MPCs) contribute to electronic power system integration since they allow for the

connection of different sources, storage systems and loads, with different voltage levels. In multiport power converters, the different sources, load and storage systems are connected to the ports, which allows for the harvesting and processing of the power, in the same way as signal processing, a power processing system processes the available power at the inputs to be usable at the outputs, in terms of the output voltage or current, and where that power flow can be controlled and adjusted to the different loads [2], [3]. MPCs are classified depending on the number of inputs and outputs, which include configurations for multiple-input, multiple-output (MIMO) [4], [5]; multiple-input single-output (MISO) [6]–[9]; and SIMO [10]–[12] converters. Multiport converters can be found in applications that cover many different power levels, from traditional applications, such as power supplies (switch-mode and linear) discrete and integrated in a package, to applications with higher power, such as the integration of renewable energy sources (RES) into the grid, distributed generation (DG), as well as for hybrid/electric vehicles (HEV/EV) and micro-grids (μ G).

In the same way, SIMO DC-DC converters are potentially useful for a wide range of power applications. They are widely used in applications for typical distributed power architectures (DPA) that produce typical DC output voltages, such as 5 V, 12 V, 24 V, or 48 V used in intermediate bus architecture (IBA), central control architecture (CCA) and dynamic bus architecture (DBA) for medical, telecom, datacom, and light-emitting diodes (LEDs). Power architecture (Fig. 1) produces DC output intermediate voltage from nominal input voltage; furthermore an intermediate DC link is used for supply point-of-load regulators (POLs) or low-dropout linear regulators (LDOs), that will power CPUs, ASICs, FPGAs, I/O, USB power delivery, and other low-voltage devices, with an output power level from several hundred watts to several kilowatts. Non-isolated DPA produce DC output intermediate voltage from 5 V to 12 V/20 A, with a nominal input voltage of 36 V or 72 V. Single-input multiple-output converters integrated in a single package contain combinations of DC-DC converters and LDOs.

Electrical isolation by means of a transformer increases the size and cost, while also reducing the efficiency. However, non-isolated converters are the most appropriate for many applications.

Higher power applications also follow similar trends. Currently, distributed generation systems are becoming increasingly important in the electric grid [13], [14]. Their integration requires new system configurations that allow them to be

Manuscript received February 8, 2020; revised April 19, 2020; accepted May 20, 2020; date of online publication July 6, 2020; date of current version December 23, 2020.

E. D. Aranda (corresponding author, e-mail: aranda@uhu.es) is with the Electronic Engineering, Computer Systems and Automation Department, University of Huelva, Huelva, Spain.

S. P. Litrán and M. B. F. Prieto are with the Electrical and Thermal Engineering, Design and Projects Department, University of Huelva, Huelva, Spain.

DOI: 10.17775/CSEEJPES.2020.00300

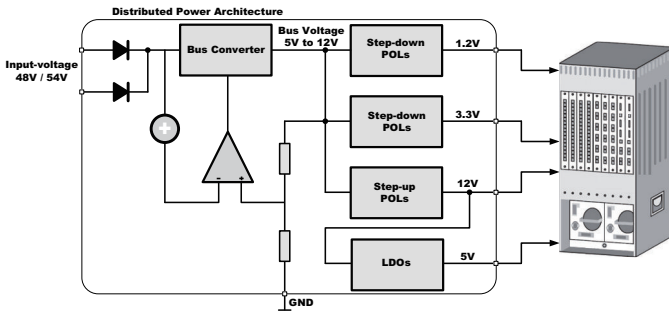


Fig. 1. Distributed power architecture.

controlled more efficiently and reliably. In this sense, some of the proposed solutions are based on the use of microgrids. The microgrids of type AC (alternating current) or DC (direct current) allow for a better and simpler management of systems with high penetration of distributed generation [15]–[17]. On the other hand, most distributed generators supply DC power and most loads are fed in this current form. This has led to the proposal of using DC microgrids instead of AC microgrids, since they have the following advantages: higher efficiency, require less wires, no stability problem, null line reactance, not necessary to control the frequency, zero rating, and line resistance is lower and presents lower electromagnetic interference. In the same way, there are also some drawbacks in the implementation of microgrids. Among those that stand out: there are no installed networks of this type, protection is more complex since there is no zero crossing in the voltage so that the cut in fault conditions is more complicated and charges are required to adopt to this type of network. These drawbacks do not exclude DC microgrids as a viable alternative for systems with a high presence of distributed generation.

There are different topologies of DC microgrids: monopolar, bipolar and homopolar. Among these, the bipolar is the most versatile, as shown in Fig. 2 [18]. It is characterized as a con-

figuration of three conductors, which are designated: positive ($+V_{DC}$), negative ($-V_{DC}$) and neutral (Ground). Depending on which conductors the loads are connected to, it is possible to have two voltage levels, V_{DC} and $2V_{DC}$. These networks are more complex but have the advantage of having lower losses and therefore greater power transport capacity, the current through the neutral is null when the system is balanced and each output can operate independently, thus, in the case of a fault in one of them, the other can continue working.

The distributed generation source is usually connected to the DC network through a DC-DC converter. The converter is a key element in the operation of the system since among the other functions, it must adopt voltage levels between source and microgrid [19]–[24].

In its origin, the parallel connection of converters was used to overcome the limitations that high power had in the classic conversion techniques and power devices. The interleaving of converters has been proposed in recent years in different applications [25]–[29], as an additional improvement to the parallel connection of converters, as shown in Fig. 3 for N -phases interleaved step-down (Buck), step-up (Boost) and step-down/step-up (Buck-Boost) converters. The interleaved operation of multiphase converters is obtained when several converters are connected in parallel and their control signals are shifted in time, which allows for the displacement of both the demand and the energy delivery in time. A distribution of power between phases improves the dynamic performance and the cancellation of ripple at the input and the output. In addition, it increases the effective frequency of the ripple and thus significantly reduces the requirements of the output filter capacitor and the input inductors. By connecting several parallel converters to manage the distribution of losses between more components, this will help facilitate the thermal management of the multiphase converter, allowing for the handling of high power values in small sizes with respect

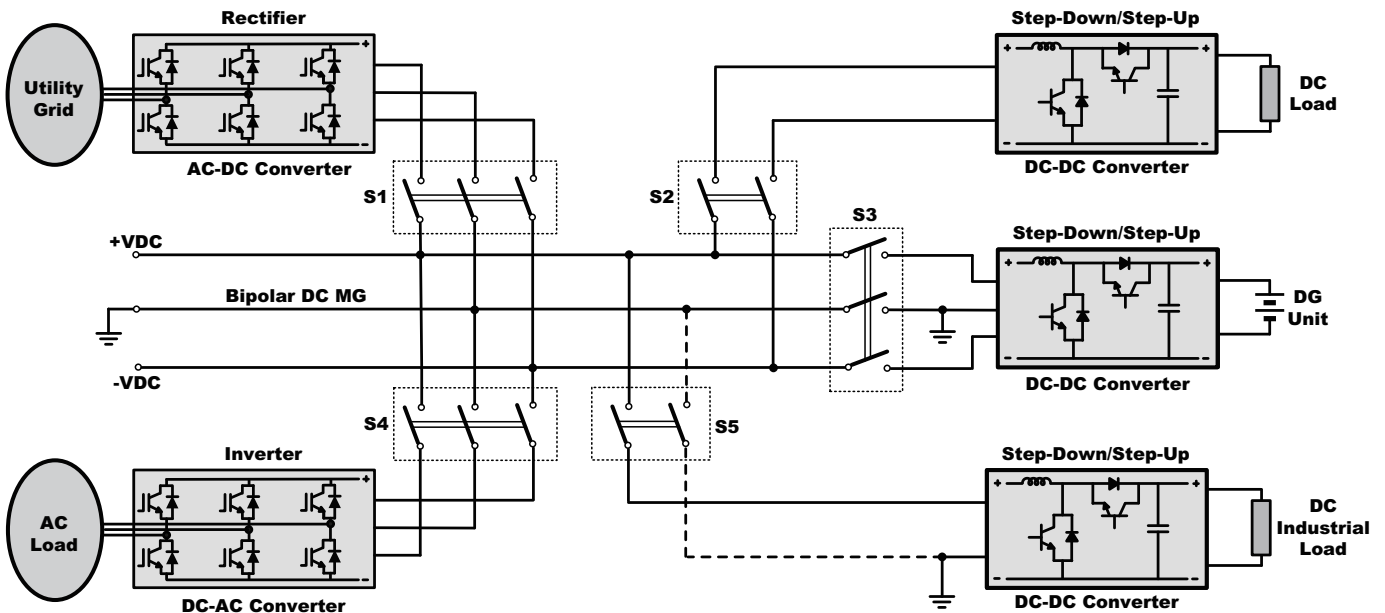


Fig. 2. Typical structure of a bipolar DC power network.

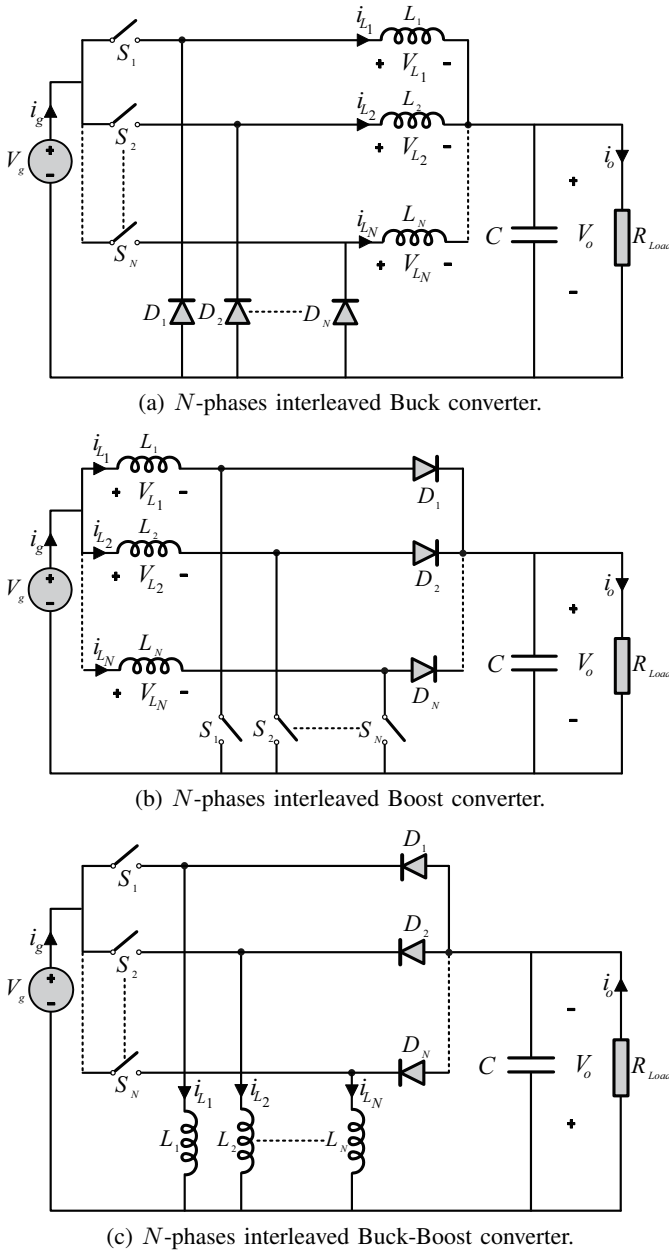


Fig. 3. N -phases interleaved single inductor converters.

to single phase solutions. The interleaving of converters is oriented to many of the present demands related to high currents and low voltage. Many power architectures must satisfy supplies up to 100 A at very low voltages and provide fast transient responses. The importance of the interleaved technique and its applications has caused all manufacturers to currently develop an application specific integrated circuit (multiphase controller) capable of generating this type of signal. This technique is widely used by regulated DC-DC converters.

On the other hand, the combination of basic converters is described in [30]. A SEPIC-Ćuk combination converter is presented as a suitable configuration for the connection of DG to a bipolar DC microgrid [31], [32]. Its main advantage is that it only uses one switching device for a rail-to-rail outputs or balanced dual-output voltage, $\pm V$ volts. This topology is a

good solution for low power. However, large power systems would require higher power rated components. It is usual to use several converters working in parallel, reducing the power of each one. Typically, each converter operates in a synchronous manner. That is, a trigger pulse of the same frequency is applied to each switching device at the same instant in time.

In this paper, an interleaved converter based on a SEPIC-Ćuk combination converter for the connection of distributed generation to bipolar DC microgrids and power architecture is proposed. The interleaved operation of multiphase converters is interesting in high power/current applications because it has the advantage of reducing the current ripple. This allows the use of smaller capacitors, without reducing efficiency, and a faster transient response in comparison with a single-phase converter and smaller inductor size.

II. PROPOSED INTERLEAVED CONVERTER DESCRIPTION

A multiphase interleaved DC-DC converter basically consists of connecting several converters in parallel, operating out of phase over time, achieving a better dynamic response, low ripple and maintaining the efficiency. Traditionally the technique of interleaving has been applied to single-inductor synchronous converters such as Buck, Boost and Buck-Boost (Fig. 3). However, it can also be applied to configurations of two inductors, such as: Zeta, SEPIC and Cuk; configurations of several switches, such as: half-bridge, push-pull and full-bridge (h-bridge); and configurations with a transformer single-switch, such as: forward and flyback.

Figure 4 shows the electrical circuit of N -phases interleaved SEPIC and Ćuk converters. All phases demand current at the input and deliver current at the output displacing both the demand and the energy delivery during that time.

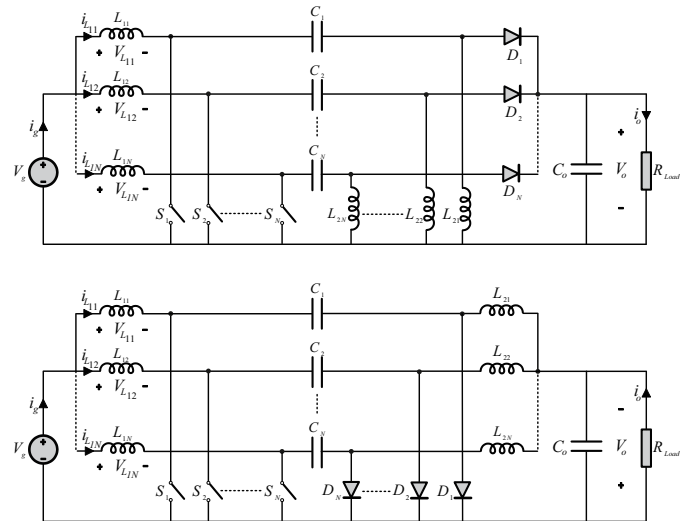


Fig. 4. N -phases interleaved SEPIC and Ćuk converters.

One of the advantages of interleaving is the possibility to cancel the current ripple in each phase, so that, the output capacitor has to filter less current ripple. Fig. 5(a) shows an example for four phases of how current ripple is canceled.

The cancellation factor (F_C), which varies between 0 and 1, represents the relationship between the input current ripple (ΔI_g) and the current ripple of each phase (ΔI_L) as it is indicated in (1).

$$\Delta I_g = F_C \cdot \Delta I_L$$

where

$$F_C = \frac{\Delta I_g}{\Delta I_L} = N \prod_{i=1}^{N-1} \left(1 - \frac{1}{|i - ND| + 1} \right)$$

for $N = 2, 3, 4, \dots$ Triangular waveform

$$F_C = \frac{\Delta I_g}{\Delta I_L} = \frac{|\sin(\pi ND)|}{N \sin(\pi D)}$$

for $N = 1, 2, 3, 4, \dots$ Sinusoidal waveform

For a triangular waveform ripple, (1) shows how the ratio of the input current ripple and cancellation factor varies with changes in D (duty cycle). To obtain a small ripple at the input current, the cancellation factor should be close to zero. The ripple cancellation depends on the number of phases and duty cycle in which the converter operates (Fig. 5(a)). The variation in D causes the cancellation of the input ripple which will not be 100% throughout the range. In Fig. 5(b), it can be observed that for four phases, a high ripple cancellation is obtained with a duty cycle between 20% and 80%. Beyond

these D values, the ripple cancellation decreases as it comes closer to the extremes.

An interleaved SEPIC-Ćuk combination converter is based on integration of a SEPIC and a Ćuk converter (as the Fig. 6 shows). They share the power controlled switch and the input inductor. This allows for obtaining two DC bipolar output voltages with a step-up/step-down relationship (A Ćuk converter provides an output voltage inverted while the SEPIC output voltage polarity remains the same), and simplifies the use of a gate drive circuit because only one switch needs to be controlled. By shifting the operation in the time of a four SEPIC-Ćuk combination converter, its interleaved operation mode (IOM) is achieved, as shown in Fig. 6. This reflects some of the advantages of the interleaved mode, in terms of low ripple and higher power capacity.

Consider a four parallel SEPIC-Ćuk combination converter connected to a power source (V_g), as shown in Fig. 6; the input current (i_g) is the sum of the four currents for the SEPIC-Ćuk combination converters i_1, i_2, i_3 and i_4 . If all SEPIC-Ćuk combination converters are clocked synchronously (SOM), then the system behaves exactly as a single large converter. In this equivalent converter, the input current ripple is roughly the sum of the current ripple of each parallel-connected converter. However if the converters are working in IOM, the input current ripple of the equivalent converter can be less than the sum of the current ripple of each parallel connected converter.

The operation of an interleaved SEPIC-Ćuk combination converter can be explained based on Fig. 6, both in the step-up and step-down mode, and for each of the phases. For phase 1, when the switch S_1 is on, the inductance L_{11} stores energy, which is supplied by the source (V_g). Furthermore, the stored energy in C_{11} and C_{21} capacitors are transferred to the L_{21} and L_{31} inductors. In this situation, the output capacitors (C) supply energy to the loads, since the freewheeling diodes (D_{11} and D_{21}) are off. D_{11} and D_{21} diodes are turned on when the switch S_1 is off (Fig. 6). In this case, the inductance L_{11} transfers its energy to the C_{11} and C_{21} capacitors, and at the same time supplies power to the loads. The same happens for the other three converters, but at different time instants: $DT_S + T_S/4$, $DT_S + T_S/2$ and $DT_S + 3T_S/4$ respectively.

Table I summarizes the expressions of voltages and currents at the converter elements of the SEPIC-Ćuk combination converter for each of the phases, assuming that the converter operates in a continuous conduction mode (CCM).

III. EXPERIMENTAL PROTOTYPE

To test its characteristics, an experimental prototype of a four-phase interleaved SEPIC-Ćuk combination converter is first simulated and later developed (Fig. 7). The system model was implemented with Simulink blocks. The converter was designed to a power rating of 25 kW, an input voltage of 100 V (from a renewable energy source) and a bipolar output of ± 200 V DC. There is no standard that establishes the voltage value in a bipolar DC network, nor with respect to the output voltage of the DG systems. In the tests presented, 100 V of input voltage have been used as it is approximately

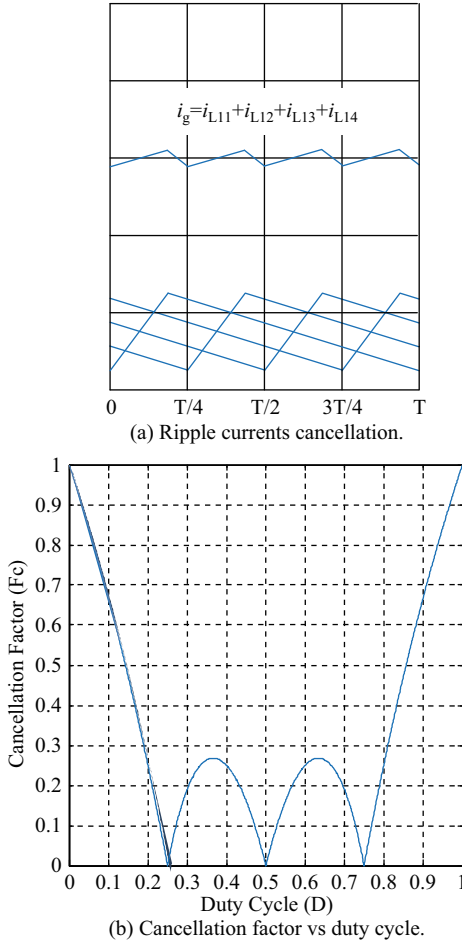


Fig. 5. Ripple cancellation for 4-phase interleaved converters.

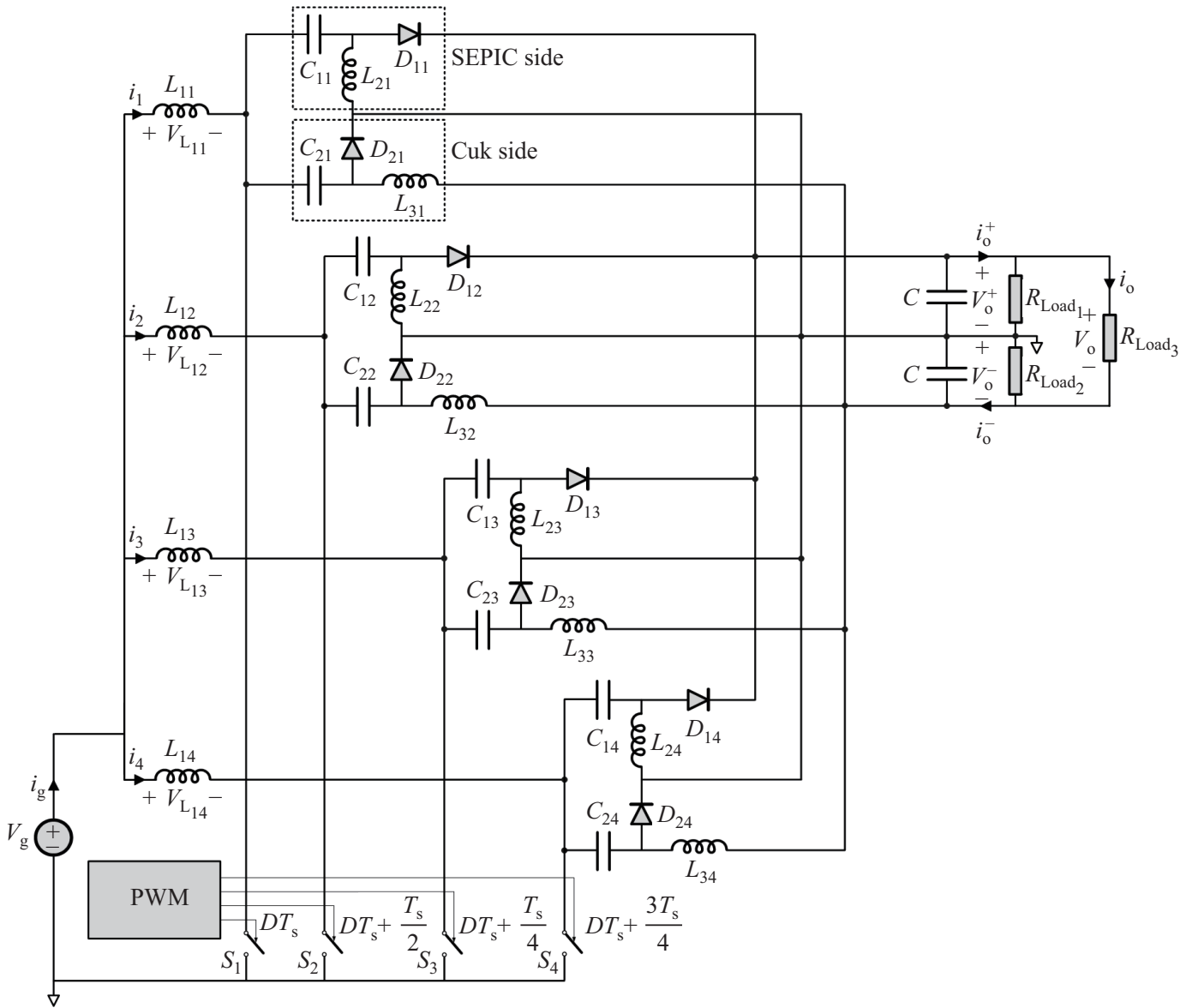


Fig. 6. Four-phase interleaved SEPIC-Cuk combination converter.

TABLE I
PERFORMANCE OF A SEPIC-CUK COMBINATION CONVERTER

	Switch (S_N)	D_{1N}	D_{2N}
Semiconductor voltages	$V_g + V_o^+$	$V_g + V_o^+$	$V_g + V_o^-$
Semiconductor average currents	$\frac{V_g D^2}{4 \cdot R_o \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{4 \cdot R_o^+ \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{4 \cdot R_o^- \cdot (1-D)^2}$
Capacitor average voltages	V_g	$V_g + V_o^-$	
Inductor average currents	$I_{L1N,AVG}$	$I_{L2N,AVG}$	$I_{L3N,AVG}$
	$\frac{V_g D^2}{4 \cdot R_o \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{4 \cdot R_o^+ \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{4 \cdot R_o^- \cdot (1-D)^2}$

the voltage of a DG system with energy storage composed of 8 batteries of 12 V each. Regarding the value of the output voltage, ± 200 V has been chosen because there are

examples of bipolar DC networks with this voltage level.

The current supplied by the DC source (Fig. 6), under conditions of maximum power is $I_g = 250$ A, therefore the input current for each converter will be:

$$I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = \frac{250}{4} = 62.5 \text{ A} \quad (2)$$

A. Design Specifications

The selection of the input inductors (L_{11} , L_{12} , L_{13} and L_{14}) of each combined converter that form the interleaved structure is done by establishing a tolerable ripple for each input inductor. Its peak-to-peak value, for phase 1, is given by:

$$\Delta i_1 = \frac{V_g}{L_{11}} DT_s \quad (3)$$

where T_s is the switching period. Establish for Δi_1 a 4% of the average input current for L_{11} , $T_s = 40 \mu\text{s}$ ($f_s = 25 \text{ kHz}$)

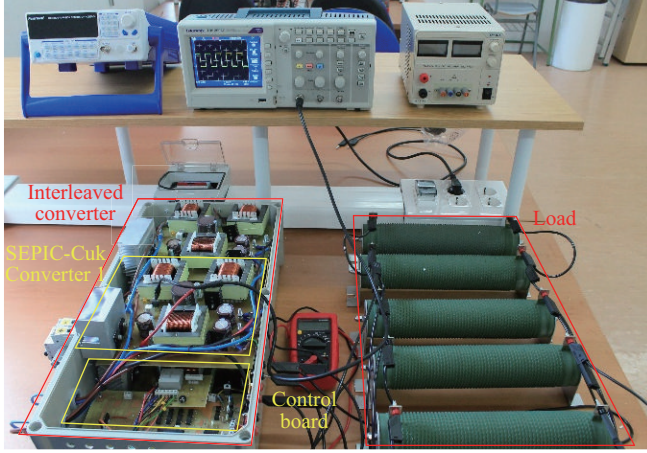


Fig. 7. Experimental prototype.

and a nominal duty cycle (D) of $2/3$. According to (3), the L_{11} inductor must be of 1.06 mH. Here, a value of $L_{11} = L_{12} = L_{13} = L_{14} = 1$ mH was chosen.

For choosing the inductors L_{21} , L_{22} , L_{23} , L_{24} and L_{31} , L_{32} , L_{33} , L_{34} , it is assumed that the converters work in CCM in a power range. In this case, an interval between 1 kW and 20 kW has been considered. For the lowest power, the input current in each SEPIC-Ćuk combination converter is 2.5 A. According to Table I, for phase 1:

$$I_1 = \frac{V_g D^2}{4 \cdot R_o \cdot (1 - D)^2} \quad (4)$$

This allows the maximum resistance to be obtained, $R_o = 40 \Omega$.

On the other hand, a SEPIC-Ćuk combination converter works in CCM when the next expression is satisfied:

$$\frac{L_{eq}}{2R_o T_S} \geq (1 - D)^2 \quad (5)$$

where $\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_{11}} + \frac{1}{L_{21}} + \frac{1}{L_{31}}$.

With $R_o = 40 \Omega$, the inductance L_{eq} must be 0.356 mH. Furthermore, considering $L_{21} = L_{31}$, an inductance value of 1.10 mH is obtained, whereby for the inductances $L_{2N} = L_{3N}$ a value of 1 mH is chosen.

Assuming that the voltage in the link capacitors C_{12} and C_{21} must be constant, their values can be determined by imposing the resonant frequencies (ω_r) which must be lower than the switching frequency (ω_S) in order to ensure constant voltage. In the same way, the resonance frequency for ensuring that the converter does not operate in DQRM (discontinuous quasi-resonant mode) or DCVM (discontinuous-capacitor-voltage mode) is:

$$\begin{aligned} \omega_S &> \omega_r; \text{ with} \\ \omega_{r_2}^2 &= \frac{1}{C_{21}(L_{11} + L_{31})} \quad \text{for } \acute{C}\text{uk side,} \\ \omega_{r_1}^2 &= \frac{1}{C_{11}(L_{11} + L_{21})} \quad \text{for SEPIC side} \end{aligned}$$

$$\text{furthermore: } C_{11} > \frac{D^2 T_S}{8R_o} \text{ and } C_{21} > \frac{D^2 T_S}{8R_o} \quad (6)$$

For a switching period (T_S) of $40 \mu\text{s}$ and $f_S = 100 f_r$ the previous inequalities are satisfied for a minimum capacity value of $202 \mu\text{F}$ (for C_{11} and C_{21}). So, a commercial value of $470 \mu\text{F}$ is chosen.

In the same way, the voltage ripple in C_{11} and C_{21} , for phase 1, is given by:

$$\begin{aligned} \Delta v_{C_{21}} &= \frac{V_g \cdot D^2}{(1 - D) \cdot 4R_o \cdot C_{21} \cdot f_S} \\ \Rightarrow \frac{\Delta v_{C_{21}}}{V_o^-} &= \frac{D}{4R_o \cdot C_{21} \cdot f_S}, \quad \acute{C}\text{uk} \\ \Delta v_{C_{11}} &= \frac{V_g \cdot D^2}{(1 - D) \cdot 4R_o \cdot C_{11} \cdot f_S} \\ \Rightarrow \frac{\Delta v_{C_{11}}}{V_o^+} &= \frac{D}{4R_o \cdot C_{11} \cdot f_S}, \quad \text{SEPIC} \quad (7) \end{aligned}$$

For $C_{11} = C_{21} = 470 \mu\text{F}$ the voltage ripple is 0.71%, when the converter supplies the maximal power according to (4).

The selection of the output capacitors C is also made to obtain the desired voltage ripple value. In this case, the frequency of the ripple is four times the switching frequency. Its peak-to-peak value, for rail-to-rail outputs, is given by:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta v_o^-}{V_o^-} &= \frac{(1 - D)}{8 \cdot L_{21} \cdot C \cdot (4f_S)^2}, \quad \text{for } \acute{C}\text{uk side} \\ \frac{\Delta v_o^+}{V_o^+} &= \frac{D}{R_o^+ \cdot C \cdot 4f_S}, \quad \text{for SEPIC side} \quad (8) \end{aligned}$$

A capacitor (C) of $C = 470$ and μF have been considered for low voltage ripple.

Table II shows the component list.

TABLE II
PASSIVE ELEMENT VALUES

L_{1N}	1 mH
L_{2N}, L_{3N}	1 mH
C_{1N}	470 μF

B. Simulation Results

For the simulation, first the four converters are controlled in SOM. Figure 8 shows the most significant waveforms when this mode of operation is applied. In the following test, the interleaving technique is used. For this test, the PWM signal applied to each converter is shifted a quarter of a period. In this case, since the switching period is $40 \mu\text{s}$, the phase shift is $10 \mu\text{s}$. Figure 9 shows the waveforms obtained for a input voltage of 100 V, a duty cycle of $2/3$ and with loads of $R_{Load1} = R_{Load2} = R_{Load3} = 10 \Omega$. As it can be seen for the two operating modes, SOM and IOM, the input current (I_g) and the output current at Ćuk side (I_o^-) are triangular waveforms. However, the output current at the SEPIC side (I_o^+) is discontinuous and a trapezoid waveform. Under these conditions, the average current for each interleaved converter is 60 A, and the total current supplied by the DC source is 240 A. In the case of SOM, this current has a peak to peak ripple of 10 A, while in IOM this ripple is reduced to 1 A. Regarding the output current, its average value is 60 A in both modes. However, its ripple is much higher in SOM (Fig. 8(a)) than in

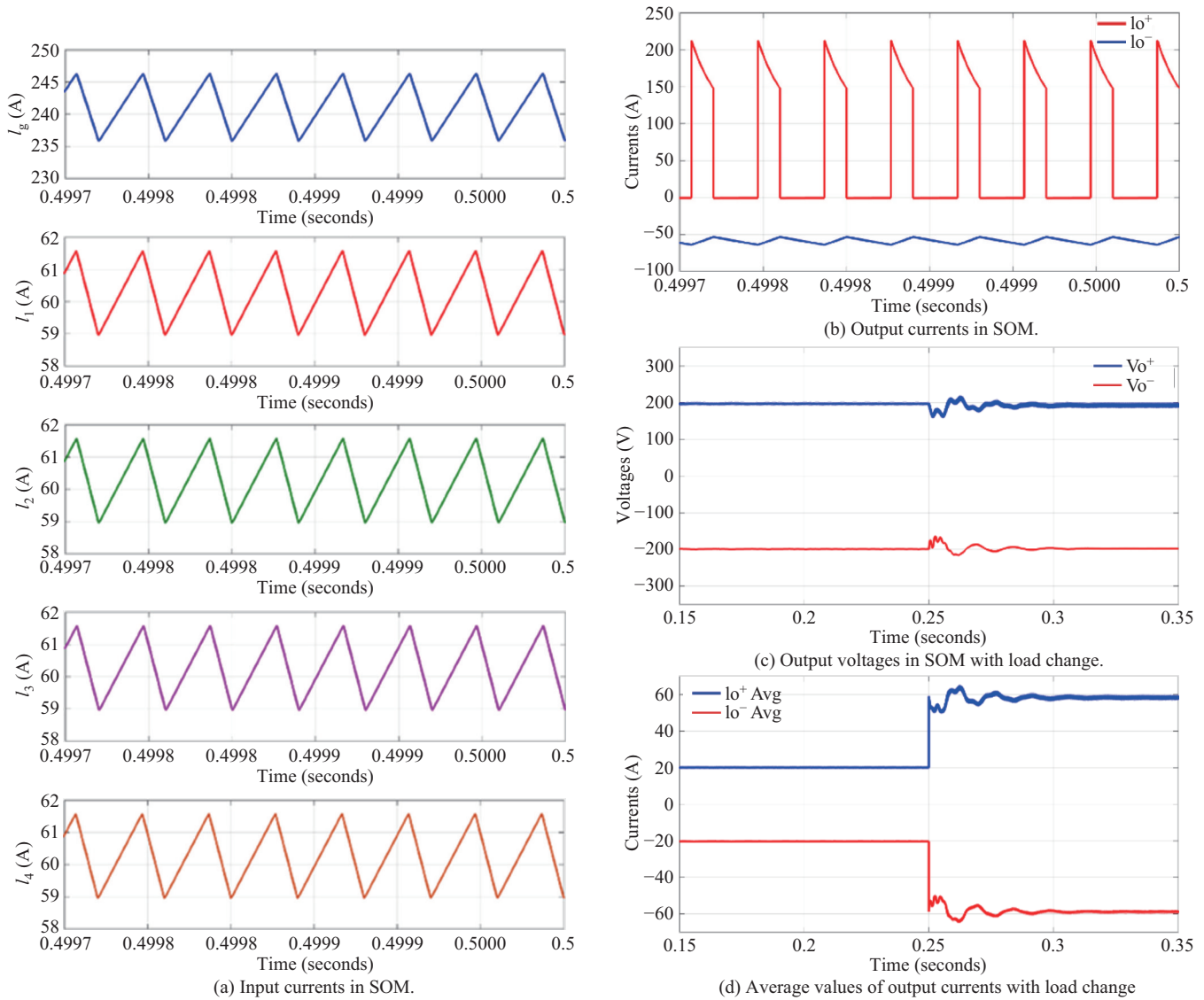


Fig. 8. Simulation results in SOM.

IOM (Fig. 9(a)) with current peaks of 210 A in the first case. So, the interleaved technique significantly reduces the output current ripple. This implies a better quality of the power in its output and therefore a reduction in the characteristics of the output filter.

To verify the dynamic behavior of the converter, the simulation has been performed when a change in load occurs. Thus, initially, the load is made up of resistance values $R_{Load1} = R_{Load2} = 10 \Omega$ and $R_{Load3} = \infty$. After a time of 0.25 ms, the resistance R_{Load3} takes a value of 10Ω . Figures 8(d) and 9(d) show the change in the load currents. Regarding the output voltages, Figures 8(c) and 9(c) show their transient response. When the SOM technique is applied, an oscillation appears in the output voltages. So, at the positive side, the voltage ranges from 165 V to 220 V with a damping time of approximately 15 ms. On the other hand, when the IOM technique is applied, the oscillation is between 175 V and 211 V with a damping time of approximately 15 ms. Therefore, with the IOM technique, the overvoltage is much

less than that produced with the SOM technique. A similar analysis can be done for the voltage at the negative output side with the same results.

C. Experimental Results

Experimental results were obtained with four interleaved SEPIC-Ćuk combination converters. The input voltage was 100 V and the output voltage was regulated to 200 V by means of a cost effective PWM controller. The switching frequency was set at 25 kHz. At the bipolar output of the converter, a resistance of 80Ω was connected to the positive output (R_{Load1}) and the negative output (R_{Load2}). To reproduce the phases displaced, four octal D-Type flip-flops were used, which contained eight flip-flops, with a total of thirty-two outputs, all of them connected in a chain. The PWM signal of 25 kHz generated by the controller was used together with a synchronization signal of 1 MHz for the latches. The PWM signal is delayed $1 \mu\text{s}$ for each flip-flop. The Q outputs with delay $0 \mu\text{s}$, $10 \mu\text{s}$, $20 \mu\text{s}$ and $30 \mu\text{s}$ are used to drive each

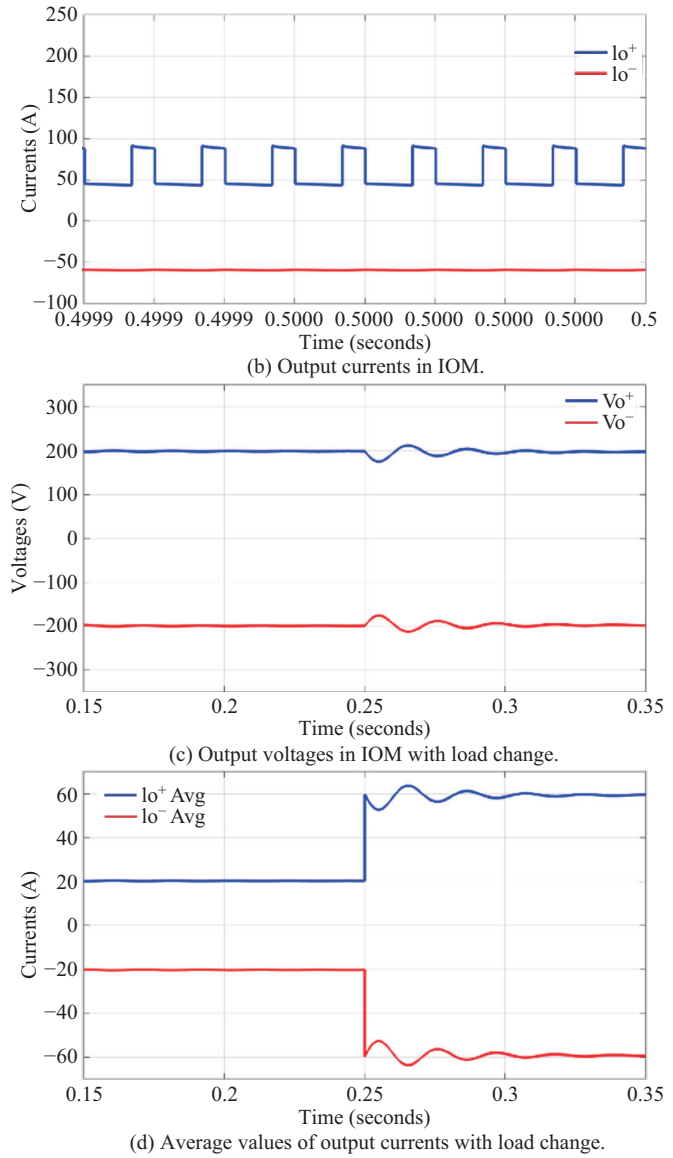
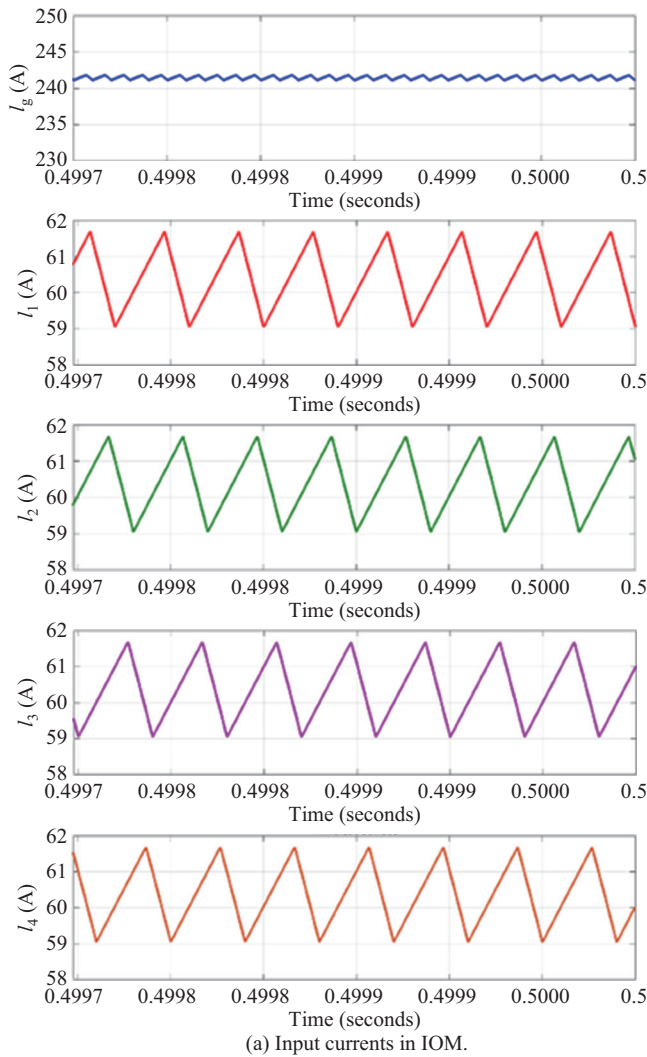


Fig. 9. Simulation results in IOM.

of the four SEPIC-Ćuk combination converters using a gate-driver circuit.

When the SOM technique was applied, the waveforms of the input currents for each converter (according to Fig. 6, it is I_1 , I_2 , I_3 and I_4) are shown in Fig. 10a. Each current has an average value of 2.4 A and they present a ripple of 3 A. The DC source current (I_g in Fig. 6) has an average value of 9.7 A and a ripple of 9 A. Output currents (I_o^+ , I_o^-) have an average value of 2.2 A. Fig. 10b shows the source current and output currents. The measured output voltages are 199.2 V and -199.8 V at the positive and negative outputs, respectively.

When the converters are controlled using the IOM technique, the average value of the input current (I_1 , I_2 , I_3 and I_4) for each converter is 2.4 A and its ripple is 3.1 A. Figure 11(a) shows the waveforms of the input currents. Otherwise, Figure 11(b) shows the DC source current (I_g). Its average value is 9.6 A with a ripple of 1.1 A. Figure 11(b) also shows the output currents through the positive and negative

terminals (I_o^+ and I_o^-). Both currents have an average value of 2.3 A. The experimental results emphasize that the source current has a much lower ripple when the IOM technique is applied. The average values of the output voltages are 199.2 V and -200.0 V.

On the other hand, Fig. 12 shows the output voltages and the load current for the positive output when a change in the load occurs and the IOM technique is applied. In this case, the change is due to the connection of a resistance of 80Ω between the positive and negative outputs (R_{Load3}). Thus, the output current changes its value from 2.3 to 7.4 A. Here, a small oscillation can be seen in the output voltages at the moment of the change, settling at average values of 199.8 V and -200.5 V.

Before the load change, the power delivered by the converter is 920 W and when the change occurs, the power delivered is 2,960 W. On the other hand, the power supplied by the DC source is 970 W, in these conditions the average input current

presents advantages with respect to the ripple of the input and output currents. The experimental prototype was designed for a distributed power architecture and bipolar DC microgrid (MG). This has allowed the behavior of the interleaved structure to be verified.

REFERENCES

- [1] J. A. Rosero, J. A. Ortega, E. Aldabas, and L. Romeral, "Moving towards a more electric aircraft," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 22, no. 3, pp. 3–9, Mar. 2007.
- [2] A. K. Bhattacharjee, N. Kutkut, and I. Batarseh, "Review of multiport converters for solar and energy storage integration," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1431–1445, Feb. 2019.
- [3] X. L. Liu, Y. B. Liu, J. Y. Liu, Y. Xiang, and X. D. Yuan, "Optimal planning of AC-DC hybrid transmission and distributed energy resource system: review and prospects," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 5, no. 3, pp. 409–422, Sept. 2019.
- [4] S. D. Saman, P. Zhang, X. N. Lu, and M. Hamzeh, "Mutual interactions and stability analysis of bipolar DC microgrids," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 5, no. 4, pp. 444–453, Dec. 2019.
- [5] H. Behjati and A. Davoudi, "A multiple-input multiple-output DC-DC converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 3, pp. 1464–1479, May/June 2013.
- [6] B. G. Dobbs and P. L. Chapman, "A multiple-input DC-DC converter topology," *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 1, no. 1, pp. 6–9, Mar. 2003.
- [7] Y. Li, X. B. Ruan, D. S. Yang, F. X. Liu, and C. K. Tse, "Synthesis of multiple-input DC/DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 9, pp. 2372–2385, Sept. 2010.
- [8] H. F. Wu, P. Xu, H. B. Hu, Z. H. Zhou, and Y. Xing, "Multiport converters based on integration of full-bridge and bidirectional DC-DC topologies for renewable generation systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 2, pp. 856–869, Feb. 2014.
- [9] J. W. Zeng, W. Qiao, L. Y. Qu, and Y. P. Jiao, "An isolated multiport DC-DC converter for simultaneous power management of multiple different renewable energy sources," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 1, pp. 70–78, Mar. 2014.
- [10] P. Patra, A. Patra, and N. Misra, "A single-inductor multiple-output switcher with simultaneous Buck, Boost, and inverted outputs," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 1936–1951, Apr. 2012.
- [11] M. H. Huang and K. H. Chen, "Single-inductor multi-output (SIMO) DC-DC converters with high light-load efficiency and minimized cross-regulation for portable devices," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 4, pp. 1099–1111, Apr. 2009.
- [12] M. Dhananjaya and S. Pattnaik, "Design and implementation of a SIMO DC-DC converter," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 8, pp. 1868–1879, 2019.
- [13] N. Hatzigiorgianni, H. Asano, R. Iravani, and C. Marnay, "Microgrids," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 5, no. 4, pp. 78–94, Jul./Aug. 2007.
- [14] J. J. Justo, F. Mwasilu, J. Lee, and J. W. Jung, "AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: a review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 24, pp. 387–405, Aug. 2013.
- [15] J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, J. Miret, M. Castilla, and L. G. De Vicuña, "Hierarchical control of intelligent microgrids," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, no. 4, pp. 23–29, Dec. 2010.
- [16] X. W. Xing, L. L. Xie, H. M. Meng, X. Guo, L. Yue, and J. M. Guerrero, "Energy management strategy considering multi-time-scale operational modes of batteries for the grid-connected microgrids community," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 6, no. 1, pp. 111–121, Mar. 2020.
- [17] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, "Distribution voltage control for DC microgrids using fuzzy control and gain-scheduling technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2246–2258, May 2013.
- [18] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, "Low-voltage bipolar-type DC microgrid for super high quality distribution," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 3066–3075, Dec. 2010.
- [19] E. E. Landsman, "A unifying derivation of switching DC-DC converter topologies," in *Proceedings of 1979 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1979, pp. 239–243.
- [20] D. Maksimovic and S. ČČk, "General properties and synthesis of PWM DC-to-DC converters," in *Proceedings of the 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1989, pp. 515–525.
- [21] J. L. White and W. J. Muldoon, "Two-inductor boost and buck converters," in *Proceedings of 1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1987, pp. 387–392.
- [22] J. Wang, W. G. Dunford, and K. Mauch, "Synthesis of two-inductor DC-DC converters," in *Proceedings of Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*, 1997, pp. 1367–1373.
- [23] H. Behjati and A. Davoudi, "A multi-port DC-DC converter with independent outputs for vehicular applications," in *Proceedings of 2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Chicago, IL, USA, 2011, pp. 1–5.
- [24] J. Q. Chen, D. Maksimovic, and R. Erickson, "Buck-boost PWM converters having two independently controlled switches," in *Proceedings of 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2001, pp. 736–741.
- [25] M. R. Mojallizadeh, and M. A. Badamchizadeh, "Switched linear control of interleaved boost converters," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 109, pp. 526–534, July 2019.
- [26] C. M. Lai, ; T. Pan, ; nd M. C. Cheng, "High-efficiency modular high step-up interleaved boost converter for DC-Microgrid applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 1, pp. 161–171, Jan./Feb. 2012.
- [27] E. D. Aranda, J. A. G. Galan, M. S. De Cardona, ; nd J. M. A. Marquez, "Measuring the I-V curve of PV generators," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 3, no. 3, pp. 4–14, Sept. 2009.
- [28] Z. X. Yan, J. Zeng, W. J. Lin, and J. F. Liu, "A novel interleaved nonisolated bidirectional DC-DC converter with high voltage-gain and full-range ZVS," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7191–7203, July 2020.
- [29] X. F. Hu, W. J. Liang, X. Liu, and Z. X. Yu, "A hybrid interleaved DC-DC converter with a wide step-up regulation range and ultralow voltage stress," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 7, pp. 5479–5489, Jul. 2020.
- [30] B. R. Lin and F. Y. Hsieh, "Soft-switching Zeta-flyback converter with a buck-boost type of active clamp," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2813–2822, Oct. 2007.
- [31] M. B. F. Prieto, S. P. Litrán, E. D. Aranda, and J. M. E. Gomez, "New single-input, multiple-output converter topologies: combining single-switch Nonisolated DC-DC converters for single-input, multiple-output applications," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 10, no. 2, pp. 6–20, 2016.
- [32] M. B. Ferrera, S. P. Litrán, E. D. Aranda and J. M. A. Márquez, "A converter for bipolar DC link based on SEPIC-CČk combination," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 6483–6487, Dec. 2015.



Eladio Durán Aranda received the Industrial Engineering degree from the University of Huelva (Spain) in 1986 and the Electronics Engineering degree from the University of Granada (Spain) in 1996, and Ph.D. degree (with honors) from the School of Engineering, University of Huelva in 2009.

Since 1992 he has been with the Electronic Engineering, Computers and Automatic Department of the University of Huelva, where he is a Professor of Electronic Technology Area. He is currently working

on uses of the power converters and embedded systems for applications in renewable energy systems and DC microgrid.



Salvador P. Litrán received the B.Sc. degree in Electrical Engineering, the M.Sc. Automation and Industrial Electronics Engineering from the University of Seville, Spain, in 1989 and 2002, respectively, and the Ph.D. degree in Electrical Engineering from the University of Huelva Spain, in 2011.

He is currently Professor and Head at the Department of Electrical and Thermal Engineering, Design and Projects, University of Huelva. He has been involved in several research projects in various fields, including power quality, renewable energy and microgrids. His current research interests include application of power electronics in distribution systems, power quality analysis, active power filters, DC/AC microgrids and distributed generation.



Maria Bella Ferrera Prieto received the B.S. and the M.S. degree in electronics engineering in the University of Seville and University of Huelva, in 2008 and 2010, respectively. Since 2007 to 2010, she was with the Electronic Department of the University of Huelva and with the Electronic Technology Group in the University of Seville, working on research and development projects.

She is currently working toward the Ph.D. degree in electronic engineering in the University of Huelva.