

Construcción y estudio de desempeño de un convertidor de potencia parcial DC-DC de topología Boost

Joaquín Ernesto Muñoz Hauenstein

2026

Requisito parcial para obtener el título de:
Ingeniero Civil Electricista

Profesor Guía:
Dr. Pablo A. Lezana Illesca (UTFSM)

Comisión:
Dr. Pablo A. Lezana Illesca (UTFSM)
Dra. Margarita A. Norambuena Valdivia (UTFSM)

Valparaíso, 5 de mayo de 2026.



CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

Tipo de monografía (marcar una opción): Memoria o trabajo de título Tesis de Postgrado

Título del trabajo: Construcción y estudio de desempeño de un convertidor de potencia parcial DC-DC de topología boost.

Nombre del candidato(a): Joaquín Ernesto Muñoz Hauenstein

Carrera / Grado: Ing. Civil Eléctrica

Campus: Casa central Departamento: Ingeniería eléctrica

2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Pablo Lezana Illesca, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente **DEJO CONSTANCIA** que:

- He revisado esta versión del documento y corresponde a la versión final aprobada del trabajo.
- El trabajo cumple con los requisitos académicos y de formato establecidos por la institución.

3.- EVALUACIÓN DE CONFIDENCIALIDAD POR PROPIEDAD INDUSTRIAL (marcar una opción)

El trabajo **NO contiene** información que amerite confidencialidad y puede ser publicado de inmediato en repositorio con acceso abierto.

El trabajo **CONTIENE** información con potenciales implicancias de propiedad industrial o intelectual y requiere un periodo de confidencialidad (**embargo**) por (**marcar una opción**):

6 meses 12 meses 2 años 3 años 5 años 10 años

Fundamentación de la necesidad de confidencialidad (obligatorio si se solicita embargo):

4.- FIRMAS

Profesor(a) guía o director(a) de memoria o tesis:

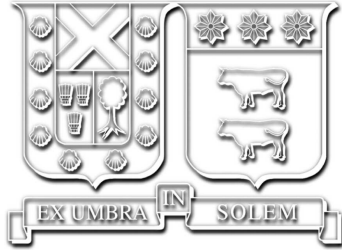
Fecha: 05/05/2026 Firma: _____

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 29/04/2026 Firma: _____

Este formulario debe ser insertado como página 2 de la memoria o tesis, completado y firmado por estudiante y profesor(a) antes de la entrega en portal PRISMA de Biblioteca USM.

Universidad Técnica Federico Santa María
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Valparaíso, Chile



Construcción y estudio de desempeño de un convertidor de potencia parcial DC-DC de topología Boost

Joaquín Ernesto Muñoz Hauenstein

2026

“In the end [...] despite my best efforts to the contrary, it turns out I’ve won.”
— *Arthur Morgan*

Agradecimientos

A mis amigos y familiares, en particular a mis padres, por inculcar en mí siempre la educación y haberme apoyado durante toda esta etapa, les agradeceré toda la vida.

Índice de Contenidos

Índice de Contenidos	I
Índice de Figuras	III
Índice de Tablas	VII
Resumen	1
1. Introducción	2
1.1. Contexto	2
1.2. Objetivo general y específicos	4
1.3. Estructura del documento	5
2. Marco Teórico	6
2.1. Conversión de energía fotovoltaica	6
2.1.1. Arquitecturas de plantas fotovoltaicas	7
2.1.2. Modelo eléctrico de la celda fotovoltaica	8
2.2. Convertidores de modo de conmutación DC-DC	9
2.2.1. Topologías básicas	11
2.2.2. Configuración Multicanal o Interleaved	13
2.3. Conversión parcial de potencia	14
2.3.1. Configuraciones de PPCs DC-DC	16
2.3.2. Requerimientos y consideraciones	17
3. Topología en estudio	19
3.1. Características básicas	19
3.1.1. Procesamiento de potencia activa	20
3.2. Modelo matemático en estado estacionario	22
3.2.1. Modo de conducción continua (MCC)	22
3.2.2. Límite entre la conducción continua y discontinua	25
3.2.3. Modo de conducción discontinua (MCD)	27
3.2.4. Consideraciones para la topología Interleaved	30
3.3. Valores instantáneos	31
3.3.1. Corriente de entrada $i_{in}(t)$	32
3.3.2. Tensión $v_{in}(t)$ y condensador C_{in}	35

4.	Modulación y control	39
4.1.	Modelo de la planta y linealización	39
4.1.1.	Modelo de pequeña señal	40
4.2.	Modulación	45
4.3.	Esquema de control	45
4.4.	Parámetros del convertidor	46
4.5.	Ajuste de controladores	48
5.	Simulación	51
5.1.	Operación en estado estacionario	51
5.2.	Control y respuesta a perturbaciones	53
5.3.	Comparación con boost convencional	56
6.	Validación experimental	61
6.1.	Disposición experimental	61
6.1.1.	Plataforma de control	61
6.1.2.	Componentes y tarjetas de medición	63
6.1.3.	Carga y simulador PV	64
6.2.	Resultados experimentales	64
6.2.1.	Operación en estado estacionario del convertidor Boost PP	65
6.2.2.	Control y respuesta a perturbaciones	68
6.2.2.a.	Convertidor boost convencional	69
6.2.3.	Eficiencia y ΔV	72
7.	Conclusiones.	80
A.	Modelamiento de pérdidas en MOSFETs y Diodos	82
	Bibliografía	85

Índice de Figuras

1.1.	Topologías de inversores PV para configuraciones centralizadas, string, multi-string y modulo AC.	3
1.2.	Estructuras de procesamiento de potencia PV. (a) Potencia completa; (b) Potencia parcial.	4
2.1.	Descripción de un sistema genérico de conversión de energía PV conectada a la red.	6
2.2.	Configuraciones de sistemas PV conectados a la red. (a) Inversor centralizado; (b) String; (c) Multi-String; (d) Módulos AC.	7
2.3.	Modelo eléctrico de celda fotovoltaica.	8
2.4.	Características I-V y P-V de celdas fotovoltaicas para: (a) distintos niveles de irradiación solar y (b) distintos niveles de temperatura.	9
2.5.	Conversión DC-DC de modo de conmutación. (a) Diagrama circuito; (b) Formas de onda de las tensiones de entrada y salida medias.	10
2.6.	Topologías básicas de convertidores de conmutación DC. (a) Convertidor reductor; (b) Convertidor elevador; (c) Convertidor elevador-reductor. . .	11
2.7.	Efecto de elementos parasíticos en la relación de conversión de voltaje (convertidor elevador) [1].	13
2.8.	Efecto de elementos parasíticos en la relación de conversión de voltaje (convertidor reductor-elevador). [1]	13
2.9.	Convertidor Boost en configuración Interleaved, n canales.	14
2.10.	Flujo de potencia en procesamiento total y parcial. (a) FPP; (b) PPP. . .	15
2.11.	Configuraciones de S-PPC. (a) IPOS elevador; (b) ISOP elevador; (c) IPOS reductor; (d) ISOP reductor.	16
2.12.	Potencial cortocircuito en convertidor parcial ISOP en base a boost. . . .	18
3.1.	Convertidor parcial boost en interleave. (a) Diagrama circuital a partir de conexión IPOS de convertidor Buck-Boost; (b) Diagrama simplificado.	19
3.2.	Topología propuesta.	20
3.3.	Fracción de potencia total que es procesada por el convertidor versus la ganancia del convertidor.	21
3.4.	Etapas de operación del convertidor parcial boost en modo de conducción continua. (a) Etapa 1; (b) Etapa 2.	22
3.5.	Formas de onda de corriente y tensión en el inductor en modo de conducción continua.	23
3.6.	Formas de onda de corriente y tensión en el inductor en el límite entre conducción continua y discontinua.	26
3.7.	Corriente de inductor y corriente de salida del convertidor en el límite entre modos de conducción en función de D , con V_{out} constante.	27

3.8.	Formas de onda de corriente y tensión en el inductor en modo de conducción discontinua.	28
3.9.	Zonas de conducción del convertidor. (a) Ciclo de trabajo en función de la corriente de salida para distintas ganancias; (b) Ganancia en función de la corriente de salida para distintos ciclos de trabajo.	30
3.10.	Corriente I_{in} en convertidor boost de potencia completa y parcial.	33
3.11.	Formas de onda de $i_{in}(t)$ en convertidor boost de potencia completa y potencia parcial interleaved de 2 canales, $V_{in} = 60[V]$, $L = 1[mH]$	35
3.12.	Variables en la entrada del convertidor boost de potencia parcial y potencia completa.	36
3.13.	ΔV_{in} en función de D en el convertidor Boost parcial en interleave.	38
4.1.	Ganancia de voltaje vs. ciclo de trabajo en convertidor parcial boost, MCC.	40
4.2.	Modelo de conmutación PWM.	41
4.3.	Modelo de punto de operación DC del convertidor parcial boost.	41
4.4.	Modelo de pequeña señal de convertidor parcial boost.	42
4.5.	Respuesta en frecuencia $G_{V_{out}}$ (a) Modelo de pequeña señal; (b) Simulación en PLECS.	44
4.6.	Respuesta en frecuencia G_{I_L} (a) Modelo de pequeña señal; (b) Simulación en PLECS.	45
4.7.	Modulación. (a) S_1 ; (b) S_2	45
4.8.	Esquema de control de tensión de salida del convertidor.	46
4.9.	Operación del convertidor en función de la potencia de salida.	48
4.10.	Esquema de control completo.	49
5.1.	Característica I-V del módulo BP365 65W para distintas irradiancias, $T = 25^\circ C$	52
5.2.	Tensiones V_{in} y V_{out} en estado, convertidor de potencia parcial.	52
5.3.	Corrientes i_{L1} e i_{L2} en estado estacionario, convertidor de potencia parcial.	53
5.4.	Corrientes i_{PV} e i_{in} en estado estacionario, convertidor de potencia parcial.	53
5.5.	Respuesta escalón en lazo de corriente I_L . (a) rITool; (b) Plecs.	54
5.6.	Respuesta escalón en lazo de tensión V_{out} . (a) rITool; (b) Plecs.	54
5.7.	Respuesta de Tensión V_{out} y corrientes I_{L1} e I_{L2} ante escalón de carga de 0.5p.u a 1.0p.u, convertidor de potencia parcial.	54
5.8.	Respuesta de ciclo de trabajo D ante escalón de carga de 0.5p.u a 1.0p.u, convertidor de potencia parcial.	55
5.9.	Respuesta de Tensión V_{out} y corrientes I_{L1} e I_{L2} ante escalón de irradiancia solar de $1kW/m^2$ a $0.5kW/m^2$, convertidor de potencia parcial.	55
5.10.	Respuesta de ciclo de trabajo D ante escalón de irradiancia solar de $1kW/m^2$ a $0.5kW/m^2$, convertidor de potencia parcial.	55
5.11.	Convertidor Boost Interleaved de potencia completa.	56
5.12.	Eficiencia del convertidor boost parcial y convertidor boost tradicional en función de la potencia tratada, $V_{in} = 60[V]$	56
5.13.	Eficiencia del convertidor boost parcial y convertidor boost tradicional en función de la tensión de entrada, $P_{out} = 1[kW]$	57
5.14.	Eficiencia en función de la tensión de entrada del convertidor boost parcial, convertidor buck-boost y eficiencia teórica esperada, $P_{out} = 1[kW]$	57

5.15.	ΔV_{out} en función de la tensión V_{in} en convertidor boost parcial y convertidor boost tradicional.	58
5.16.	ΔV_{out} en función de la potencia en el convertidor boost parcial y convertidor boost tradicional.	58
5.17.	ΔV_{in} en función del voltaje V_{in} en el convertidor boost parcial y convertidor boost tradicional.	59
5.18.	ΔV_{in} en función de la potencia en el convertidor boost parcial y convertidor boost tradicional.	59
5.19.	Espectro armónico de corriente i_{in} . (a) Convertidor Boost de potencia parcial; (b) Convertidor Boost convencional.	60
6.1.	Disposición experimental.	62
6.2.	DSP+FPGA+HPI.	62
6.3.	Instante de conversión análoga-digital.	63
6.4.	(a) Tarjeta de medición de tensión; (b) Tarjeta de medición de corriente.	64
6.5.	(a) Carga resistiva; (b) Chroma 602060D-600.	64
6.6.	V_{out} durante arranque del convertidor bajo condiciones nominales.	65
6.7.	Corrientes I_{in} , I_{L1} y I_{L2} durante arranque del convertidor bajo condiciones nominales.	65
6.8.	Voltaje V_{out} en estado estacionario.	66
6.9.	Corrientes I_{L1} , I_{L2} e I_{in} en estado estacionario.	66
6.10.	Voltajes drain-source en MOSFETs junto a corrientes en inductores en estado estacionario, $D = 0,72$	67
6.11.	Voltajes drain-source en MOSFETs junto a corrientes en inductores en estado estacionario, $D = 0,66$	67
6.12.	Voltajes drain-source en MOSFETs junto a corrientes en inductores en estado estacionario, $D = 0,5$	68
6.13.	Cambios de referencia V_{out}^* , $V_{in} = 60V$, $P_{out} = 1kW @ 220V$	69
6.14.	Respuesta a cambio en V_{in} de 60V a 45V.	69
6.15.	Cambios de referencia V_{out}^* en boost convencional, $V_{in} = 60V$, $P_{out} = 1kW @ 220V$	70
6.16.	Voltaje V_{out} en estado estacionario, convertidor boost convencional.	70
6.17.	Corrientes I_{L1} , I_{L2} e I_{in} en estado estacionario, convertidor boost convencional.	71
6.18.	Tensiones V_{in} y V_{out} y corrientes I_{pv} e I_{out} en convertidor boost parcial para distintas cargas, $V_{in} = 60V$	72
6.19.	Tensiones V_{in} y V_{out} y corrientes I_{pv} e I_{out} en convertidor boost parcial para distintas tensiones V_{in} , $P_{out} = 1kW$	73
6.20.	Eficiencia del convertidor boost parcial y boost tradicional en función de la potencia tratada, $V_{in} = 60[V]$	74
6.21.	Eficiencia del convertidor boost parcial y boost tradicional en función de la tensión de entrada, $P_{out} = 1[kW]$	75
6.22.	ΔV_{out} en función de la potencia P_{out} en el convertidor boost parcial y convertidor boost convencional.	75
6.23.	ΔV_{out} en función de la tensión V_{in} en el convertidor boost parcial y convertidor boost convencional.	76
6.24.	ΔV_{in} en función de la potencia P_{out} en el convertidor boost parcial y convertidor boost convencional.	76

6.25.	ΔV_{in} en función de la tensión V_{in} en el convertidor boost parcial y convertidor boost convencional.	77
6.26.	Corriente i_{in} en convertidor boost parcial y boost convencional para distintas potencias, $V_{in} = 60[V]$	77
6.27.	Espectro armónico de corriente i_{in} para distintas potencias. (a) Convertidor Boost de potencia parcial; (b) Convertidor Boost convencional. . . .	78
6.28.	Corriente i_{in} en convertidor boost parcial y boost convencional para distintos ciclos de trabajo D , $P_{out} = 1[kW]$	79
6.29.	Espectro armónico de corriente i_{in} para distintos ciclos de trabajo D . (a) Convertidor Boost de potencia parcial; (b) Convertidor Boost convencional.	79
A.1.	Factor a de resistencia drain-source en función de la temperatura.	83
A.2.	Características I-V drain-source para distintas temperaturas ajustada en PLECS.	83
A.3.	Corriente source-drain (diode forward) en función del voltaje source-drain (diode forward). (a) Información del fabricante; (b) Curvas ajustadas en PLECS.	84

Índice de Tablas

2.1.	Resumen características configuraciones IPOS e ISOP	17
3.1.	Valores medios de tensiones y corrientes en convertidor boost de potencia parcial y potencia completa, MCC	32
4.1.	Resumen especificaciones del convertidor parcial boost.	48
4.2.	Resumen parámetros de control	50
6.1.	Componentes utilizados	63
A.1.	Parámetros relevantes para el modelamiento de pérdidas en los semiconductores.	82

Nomenclatura.

x	:	Valor temporal o variable de la cantidad x .
X	:	Valor medio de la cantidad x .
x^*	:	Valor de referencia para la cantidad x .
x_y	:	Valor de la cantidad x referida al secundario.
x_Y	:	Valor de la cantidad x referida al primario.
x_s	:	Variable referida a la entrada, p. ej.: ω_s frecuencia de entrada.
x_o	:	Variable referida a la salida, p. ej.: ω_o frecuencia de salida.
a, b, c	:	Sub-índices utilizados para variables de entrada.
u, v, w	:	Sub-índices utilizados para variables de salida.
N	:	Neutro de la alimentación.
n	:	Neutro de la carga.
o	:	Neutro del inversor.

Resumen

El presente trabajo aborda el diseño, simulación y construcción de un convertidor DC-DC Boost de potencia parcial en configuración interleaved, así como el análisis comparativo de su desempeño frente a un convertidor Boost de potencia completa, considerando su alimentación desde un sistema fotovoltaico. Los resultados teóricos indican que, para un mismo punto de operación, las corrientes y tensiones medias en inductores, MOSFETs y diodos son equivalentes en ambas topologías, lo que conduce a los mismos niveles de eficiencia bajo las mismas condiciones. Estos resultados fueron validados mediante simulaciones y corroborados parcialmente de forma experimental, donde la menor idealidad del simulador fotovoltaico provocó mayores oscilaciones en v_{in} e i_{pv} , reduciendo levemente la eficiencia del convertidor de potencia parcial frente al de potencia completa.

A partir del análisis realizado, se concluye que, en aplicaciones fotovoltaicas, resulta preferible el uso de topologías de potencia completa, ya que permiten minimizar las variaciones de ΔV_{in} y las oscilaciones en la corriente fotovoltaica, las cuales pueden afectar el desempeño de algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). No obstante, la topología de potencia parcial puede ser beneficiosa en aplicaciones donde el convertidor es alimentado por una fuente cercana a una fuente ideal de tensión, o si se está usando una configuración interleaved, en aplicaciones en las que se trabaja cerca de $D = 0,5$. De esta manera, se tiene la ventaja de mantener los mismos niveles de eficiencia que en un boost de potencia completa, al mismo tiempo que se puede dimensionar más pequeño el capacitor de salida, sin penalizar ΔV_{in} .

Capítulo 1

Introducción

1.1. Contexto

La creciente participación de fuentes de energías renovables en la matriz energética de Chile y del mundo [2] ha impulsado la evolución de tecnologías de conversión de potencia para aplicaciones fotovoltaicas, lo que, en consecuencia, ha llevado a la existencia de una amplia variedad de topologías de convertidores de potencia utilizados en la práctica. Por ejemplo, la figura 1.1 [3] muestra algunas de las diversas topologías utilizadas en configuraciones centralizadas, strings, multi-string y módulo AC para aplicaciones PV.

La existencia de esta diversa gama de topologías apunta a atender las distintas necesidades y requerimientos que un sistema de generación PV pueda tener, como los niveles de eficiencia deseados, rangos de potencia, aislamiento galvánico, etc. Dentro de las distintas topologías que han surgido como producto de esta demanda, los convertidores de potencia parcial constituyen una alternativa capaz de lograr altos niveles de eficiencia mediante la implementación de conceptos relativamente simples.

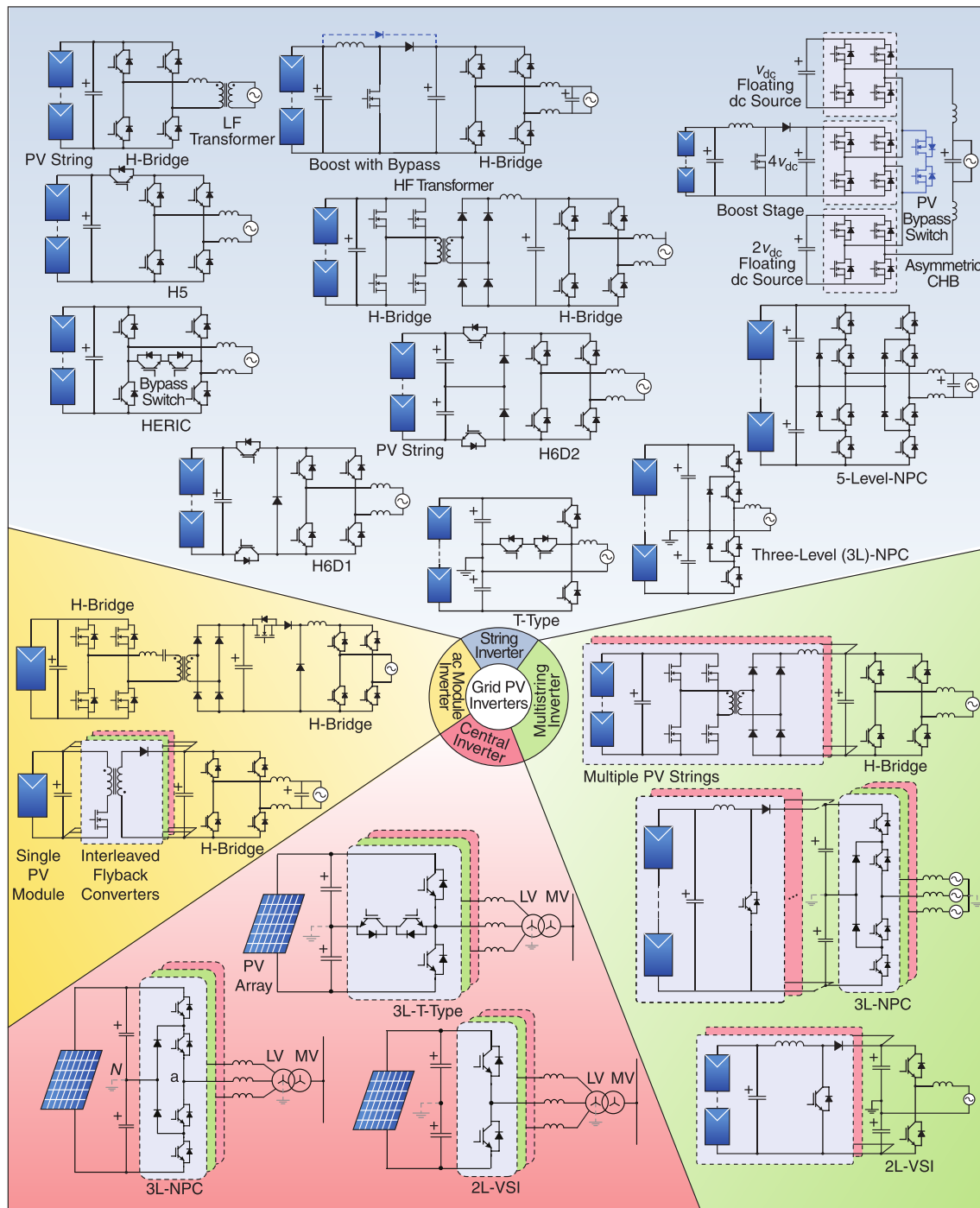


Figura 1.1. Topologías de inversores PV para configuraciones centralizadas, string, multi-string y modulo AC.

Los convertidores parciales de potencia (CPP), tal y como su nombre lo indica, permiten que solo una parte de la energía asociada a la etapa de conversión sea procesada, mientras que la otra porción sea transferida directamente entre la fuente y la carga, disminuyendo las pérdidas asociadas a esta misma etapa y, en teoría, incrementando la eficiencia

de la etapa de conversión. Esto se logra mediante un conexionado entre los terminales de entrada y salida de un convertidor tradicional que permita tanto un enlace directo entre la fuente y la carga, como también el procesamiento de la potencia necesaria para la etapa de conversión, como se muestra en el regulador de voltaje DC de la figura 1.2(b) en comparación con la conversión de potencia completa tradicional en 1.2(a).

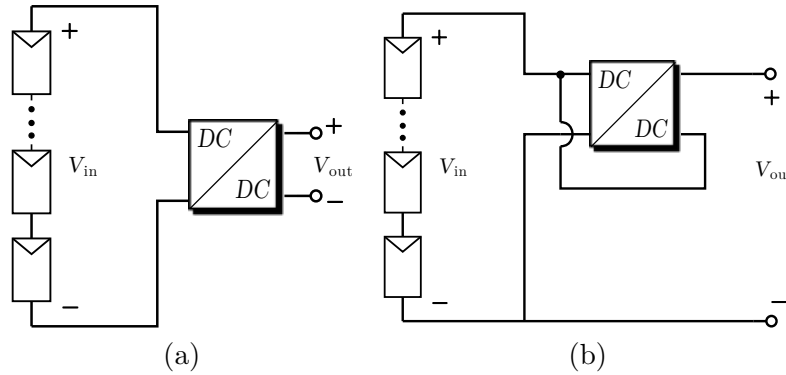


Figura 1.2. Estructuras de procesamiento de potencia PV. (a) Potencia completa; (b) Potencia parcial.

Introducidos por primera vez en aplicaciones aeronáuticas [4, 5], los CPP permiten conseguir etapas de conversión de potencia con altos niveles de eficiencia a cambio de alterar la ganancia de dicha etapa y otros aspectos de la etapa de conversión. Los CPPs han sido implementados en un diverso rango de aplicaciones, como la carga rápida de vehículos eléctricos [6–8] o, más relevante para este trabajo, aplicaciones de conversión de energía fotovoltaica, en las que han sido implementados tanto en arquitecturas distribuidas [9] como en convertidores integrados a la celda PV [10, 11].

En este contexto, es de crucial importancia establecer las diferencias, ventajas y desventajas que una topología en particular presenta en comparación con otras para una aplicación específica, y en particular para este trabajo, los beneficios potenciales de preferir una configuración de conversión de potencia parcial frente a una de potencia completa con características similares. Para esto, durante el desarrollo de este trabajo, se establecerán las principales características de un convertidor de potencia parcial Boost alimentado por celdas PV, que será posteriormente comparado con un convertidor Boost de potencia completa de topología equivalente. Finalmente, se respaldarán experimentalmente los resultados obtenidos mediante simulaciones.

1.2. Objetivo general y específicos

El objetivo general de este trabajo es diseñar y construir un convertidor de potencia parcial para la etapa de conversión DC/DC, alimentado desde celdas fotovoltaicas, con el propósito de evaluar experimentalmente sus ventajas y/o desventajas con respecto a un convertidor de potencia completa.

Los objetivos específicos son:

- Identificar las ventajas y desventajas de la topología específica escogida como convertidor parcial de potencia en la aplicación propuesta.

- Definir el rango de trabajo y los componentes electrónicos que formarán parte del convertidor, así también como de filtros u otros elementos que participen de la etapa de conversión DC/DC.
- Desarrollar un esquema de control para la tensión de salida y, eventualmente, las corrientes internas del convertidor.
- Utilizar herramientas computacionales para simular el comportamiento y desempeño esperado del convertidor para posteriormente contrastarlo con los resultados obtenidos en laboratorio.
- Comparar el desempeño del convertidor de potencia parcial con respecto a un convertidor de potencia completa de una topología equivalente en términos de pérdidas en el convertidor, eficiencia total de la etapa de conversión, entre otros aspectos.

1.3. Estructura del documento

El capítulo 2 presenta los principales conocimientos previos que sustentan la base sobre la que se desarrolla la memoria, los principios teóricos de la conversión parcial de potencia y los fundamentos de convertidores DC-DC que se utilizarán durante el desarrollo de este trabajo.

El capítulo 3 presenta la topología del convertidor en estudio, establece el principio que permite la conversión parcial de potencia y desarrolla un modelo circuital que facilita el diseño del convertidor, así como identifica las principales distinciones del convertidor respecto a su contraparte de potencia completa.

El capítulo 4 desarrolla el esquema de modulación y control a implementar en el convertidor parcial, tanto para la etapa de simulaciones como para la validación experimental.

El capítulo 5 presenta los resultados de las simulaciones realizadas en el software *PLECS*. Se presentan las variables del convertidor, tanto en régimen permanente como ante perturbaciones, y se compara su desempeño con respecto al convertidor boost de potencia completa de topología equivalente.

El capítulo 6 muestra el procedimiento y los resultados obtenidos de la validación experimental del convertidor construido y sometido a pruebas en un ambiente de laboratorio.

Finalmente, el capítulo 7 presenta las ideas finales, las principales conclusiones y los resultados derivados del trabajo desarrollado.

Capítulo 2

Marco Teórico

En esta sección se exponen con mayor profundidad los fundamentos teóricos que sustentan o dan paso al trabajo realizado. En específico, en la sección 2.1 se comentan los principios y requerimientos para la conversión de energía fotovoltaica; en la sección 2.2 se describe el funcionamiento de los convertidores de modo de conmutación DC-DC; y en la sección 2.3 se detalla el concepto de conversión parcial de potencia.

2.1. Conversión de energía fotovoltaica

La estructura genérica de un sistema de conversión PV se muestra en la figura 2.1 [3]. Las celdas fotovoltaicas, ya sea un único módulo, un *String* formado por módulos conectados en serie, o un arreglo formado de strings conectados en paralelo, generan corriente DC dependiendo del grado de irradiación solar, la temperatura y el voltaje en los terminales del sistema PV. Esta potencia DC es luego transformada e interconectada a la red AC mediante un inversor. Elementos adicionales, como filtros o transformadores de baja frecuencia, forman parte de la etapa de conversión de acuerdo con las regulaciones, la topología del inversor y la estrategia de control y modulación.

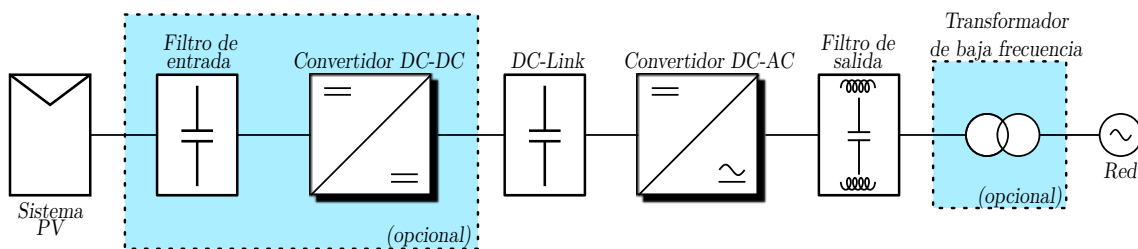


Figura 2.1. Descripción de un sistema genérico de conversión de energía PV conectada a la red.

Alternativamente, se puede considerar una etapa DC-DC intermedia entre los módulos PV y el inversor conectado a la red. Esto permite desacoplar el punto de operación del sistema PV del inversor conectado a la red. Adicionalmente, esta etapa DC-DC puede proporcionar aislamiento galvánico o regular la salida de tensión DC del sistema fotovoltaico, permitiendo realizar el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT, *Maximum*

Power Point Tracking).

2.1.1. Arquitecturas de plantas fotovoltaicas

De acuerdo con la escala del sistema de generación PV, las condiciones de irradiación o los niveles de generación deseados, los sistemas de conversión de energía fotovoltaica conectados a la red se pueden agrupar en cuatro tipos distintos de configuraciones [12]; Inversor centralizado, configuración String, configuración Multi-String, y configuración de módulos AC.

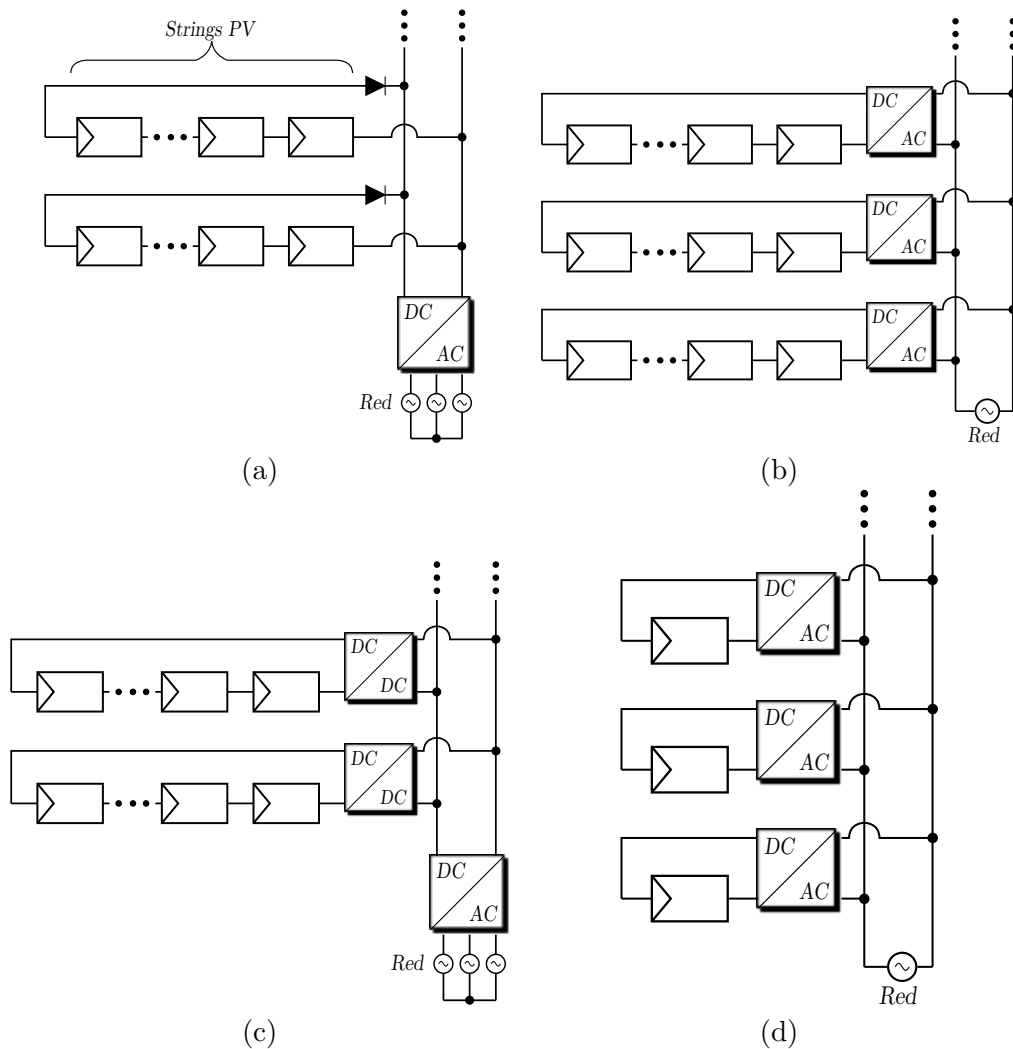


Figura 2.2. Configuraciones de sistemas PV conectados a la red. (a) Inversor centralizado; (b) String; (c) Multi-String; (d) Módulos AC.

En la configuración de inversor centralizado (Figura 2.2(a)), un único inversor trifásico maneja la conversión de potencia de toda la planta. El sistema PV está compuesto por módulos fotovoltaicos conectados en serie para alcanzar el voltaje deseado, formando strings, y múltiples strings conectados en paralelo para alcanzar la capacidad de potencia del inversor. La principal característica de esta configuración es su estructura simple, con

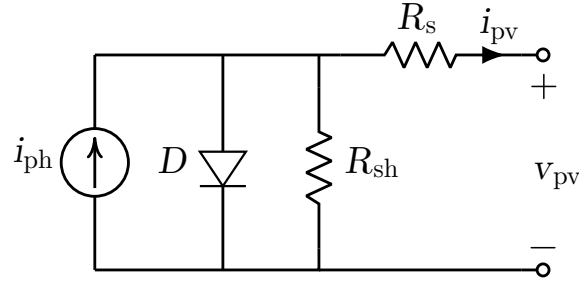


Figura 2.3. Modelo eléctrico de celda fotovoltaica.

la desventaja de reducidas pérdidas de generación debido al uso de un único algoritmo de MPPT para toda la planta.

La configuración String (Figura 2.2(b)) utiliza un inversor por cada String PV, permitiendo de esta manera el MPPT para cada uno de ellos, lo que incrementa la generación de energía. Esta configuración aumenta también la modularidad de la planta, facilitando la adición de nuevos strings e inversores sin afectar el resto del sistema de generación PV. Su mayor cantidad de componentes aumenta sus costos de inversión en comparación con la configuración centralizada, lo que hace que esta configuración sea preferible para plantas de generación fotovoltaica de pequeña a mediana escala.

La configuración multi-string (Figura 2.2(c)) permite el MPPT a nivel de string mediante convertidores DC-DC individuales para cada string, al mismo tiempo que un único inversor centralizado realiza la conexión de la planta a la red. De esta manera, se obtiene una alta generación de energía, al mismo tiempo que se conservan algunas de las ventajas de la configuración centralizada. La etapa DC-DC también se puede utilizar para elevar la tensión proveniente del string o para proporcionar aislamiento galvánico.

Finalmente, la configuración del módulo AC (Figura 2.2(d)), o microinversor, consiste en el uso de un inversor individual por módulo PV, permitiendo de esta manera el mejor MPPT entre todas las configuraciones, ya que este ocurre a nivel de celda fotovoltaica. El mayor número de componentes, y el hecho de que los equipos a los que estos componentes están asociados se encuentran distribuidos por toda la planta, puede resultar en mayores costos y una reducida eficiencia en los convertidores; por lo tanto, esta configuración es preferida en sistemas de generación PV de pequeña escala y uso doméstico.

2.1.2. Modelo eléctrico de la celda fotovoltaica

Las características eléctricas de una celda fotovoltaica son no lineales y altamente dependientes de la irradiación solar y la temperatura [13]. La celda fotovoltaica puede ser modelada por un circuito equivalente, como el ilustrado en la figura 2.3, compuesto por una fuente de corriente y un diodo en antiparalelo, una resistencia shunt R_{sh} y una resistencia en serie R_s .

Características $I - V$ y $P - V$ típicas para un módulo PV se presentan en la figura 2.4 [12]. De estas curvas, se puede observar que los módulos fotovoltaicos se comportan como una fuente de corriente continua para distintos valores de tensión. La corriente entregada es constante hasta cierto punto, en el que se hace presente la característica no lineal de la celda, y esta no produce corriente con tensión de circuito abierto. De

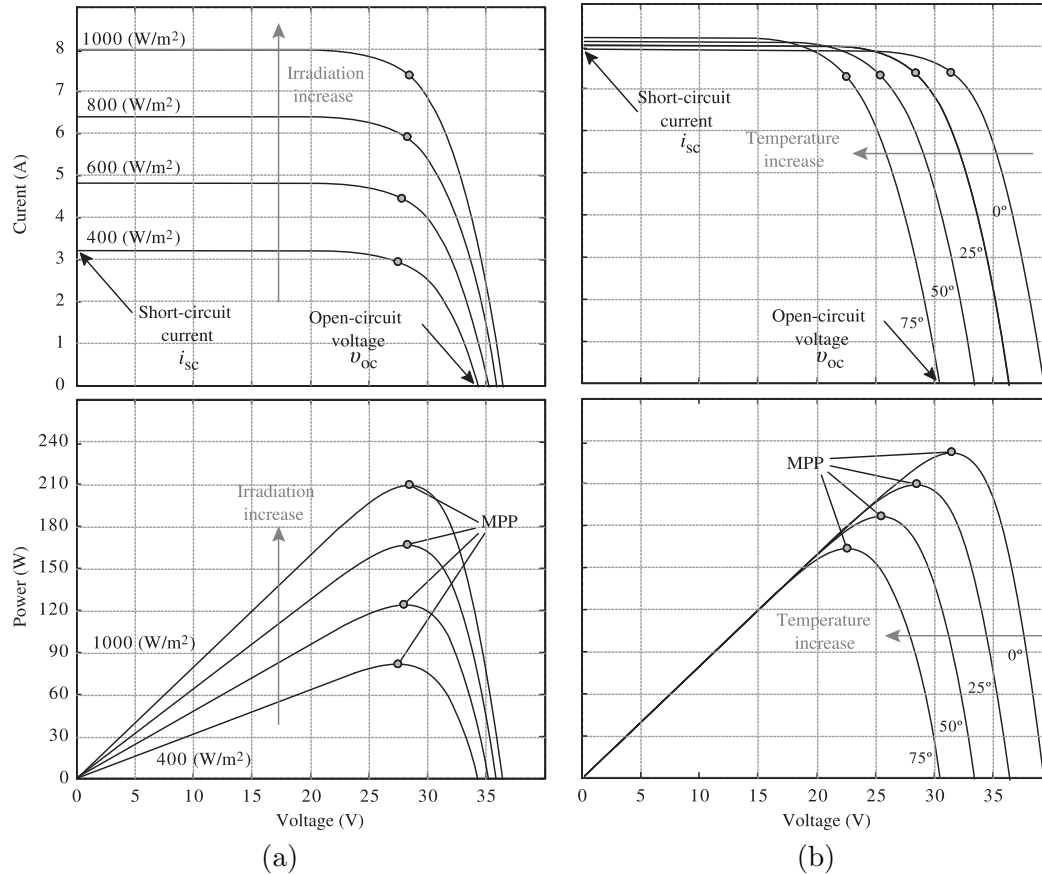


Figura 2.4. Características I-V y P-V de celdas fotovoltaicas para: (a) distintos niveles de irradiación solar y (b) distintos niveles de temperatura.

manera contraria, se puede observar que cuando la celda se encuentra cortocircuitada, esta produce el mayor nivel de corriente, el cual es a la vez linealmente dependiente del nivel de irradiación que recibe.

Las curvas P-V, obtenidas al multiplicar los ejes de las curvas I-V, están compuestas de tres segmentos; una primera pendiente positiva constante, una pendiente negativa cuando se opera cerca del voltaje de circuito abierto y un máximo de pendiente 0 correspondiente al punto de máxima potencia (MPP) para ese nivel específico de irradiación y temperatura.

2.2. Convertidores de modo de conmutación DC-DC

Los convertidores DC-DC se emplean extensivamente en diversas aplicaciones, como sistemas de suministro de energía, energías renovables, accionamientos motrices, etc. En los convertidores DC-DC, el objetivo consiste en controlar la tensión DC de salida de manera que su valor sea igual a una magnitud deseada. En convertidores de modo de conmutación, esto se logra por medio de uno o más interruptores que permiten la conversión del nivel de tensión de entrada del convertidor a un nivel distinto en la salida; esto se consigue mediante el control de los tiempos de encendido T_{ON} y los tiempos de apagado T_{OFF} de dichos interruptores [1].

El principio de funcionamiento se ilustra mediante un convertidor DC-DC básico en la

figura 2.5(a). En este circuito, el valor medio de la tensión de salida V_{out} en la resistencia R se ajusta a partir de la tensión de entrada V_{in} mediante los tiempos de encendido y apagado del interruptor (figura 2.5(b)). Si la conmutación se realiza a frecuencia constante, la tensión de salida se puede ajustar mediante el control del tiempo que el interruptor permanece cerrado(o encendido) para cada periodo de conmutación constante. La razón entre el tiempo T_{ON} que el interruptor se mantiene cerrado y el tiempo total de un ciclo de conmutación $T_S = T_{ON} + T_{OFF}$ es lo que se denomina ciclo de trabajo D , y es el parámetro de ajuste para el control de la tensión de salida en convertidores de conmutación en métodos clásicos de control como PWM (*Pulse-Width Modulation*).

$$\frac{T_{ON}}{T_S} = D \quad (2.1)$$

$$T_S = \frac{1}{f_{sw}} \quad (2.2)$$

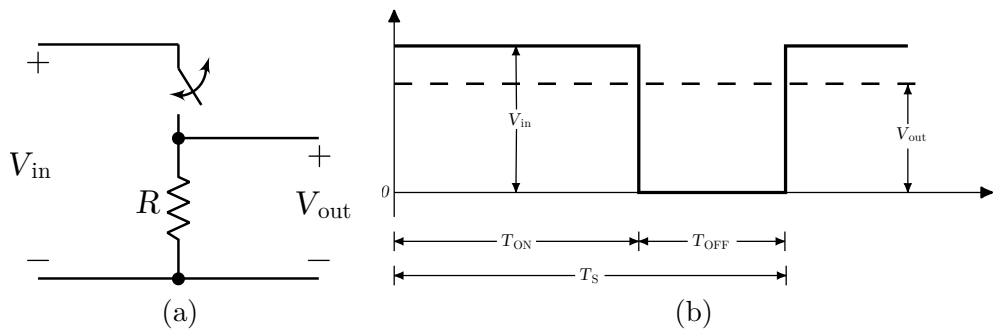


Figura 2.5. *Conversión DC-DC de modo de conmutación. (a) Diagrama circuito; (b) Formas de onda de las tensiones de entrada y salida medias.*

De la figura 2.5(b) se observa que, a pesar de que el valor medio de la tensión de salida sigue un ajuste de acuerdo con el ciclo de conmutación, su valor instantáneo, es decir, su forma de onda, salta desde un valor pico igual a la tensión de entrada a cero cada vez que se cierra o abre el interruptor. Esto introduce armónicos de corriente en la salida del convertidor, que pueden tener efectos no deseados en la aplicación del convertidor; por lo tanto, se hace presente la importancia de un filtro apropiado en el convertidor de conmutación DC-DC, compuesto tradicionalmente por un inductor L y un condensador de salida C , como se ilustra en las figuras 2.6.

Dependiendo de si la corriente en el inductor alcanza 0 antes del siguiente ciclo de conmutación, la operación del convertidor se puede dividir en dos modos de conducción; modo de conducción continua (MCC), en el que la corriente en el inductor es siempre distinta de cero, por lo que cada conmutación del diodo es provocada por la conmutación controlada del transistor; y modo de conducción discontinua (MCD), en el que el ripple de corriente en el inductor no es despreciable respecto a su valor promedio, lo que tiene como consecuencia que el apagado del diodo se dé por la disminución natural de la corriente en el inductor a cero. De igual manera, en MCD, el transistor se enciende cuando la corriente en la estructura es 0, en lo que se denomina encendido con corriente cero o *Zero-Current Switching* (ZCS) del transistor. En conjunto con el bloqueo natural del diodo, esto permite reducir las pérdidas de conmutación en comparación con MCC [14], pero no

necesariamente la eficiencia global del convertidor [15, 16], debido a que en MCC se tiene un menor ripple de tensión de salida gracias a la continuidad de la corriente en el inductor, así como menores corrientes peak en el mismo. Operar en MCD también puede permitir el uso de un inductor más pequeño, debido a que la corriente promedio por el inductor es menor.

En general, existen aplicaciones en las que puede resultar beneficioso diseñar convertidores de conmutación de manera que operen en MCC para potencias cercanas a lo nominal y que además tengan la capacidad de entrar en MCD por debajo de un nivel de carga específico. La operación en MCD no está dentro del alcance de este trabajo, por lo que el desarrollo de los modelos matemáticos del convertidor en torno a los modos de conducción se realiza principalmente para definir los límites entre los modos de conducción y asegurar que el convertidor no transicione a MCD durante su operación normal.

2.2.1. Topologías básicas

Dependiendo de la aplicación, se puede requerir que el convertidor tenga la capacidad de reducir y/o elevar la tensión en sus terminales de salida. A partir de esto, se desprenden tres topologías básicas de convertidores de modo de conmutación DC-DC:

- Convertidor Buck (Reductor)
- Convertidor Boost (elevador)
- Convertidor Buck-Boost (Reductor-Elevador)

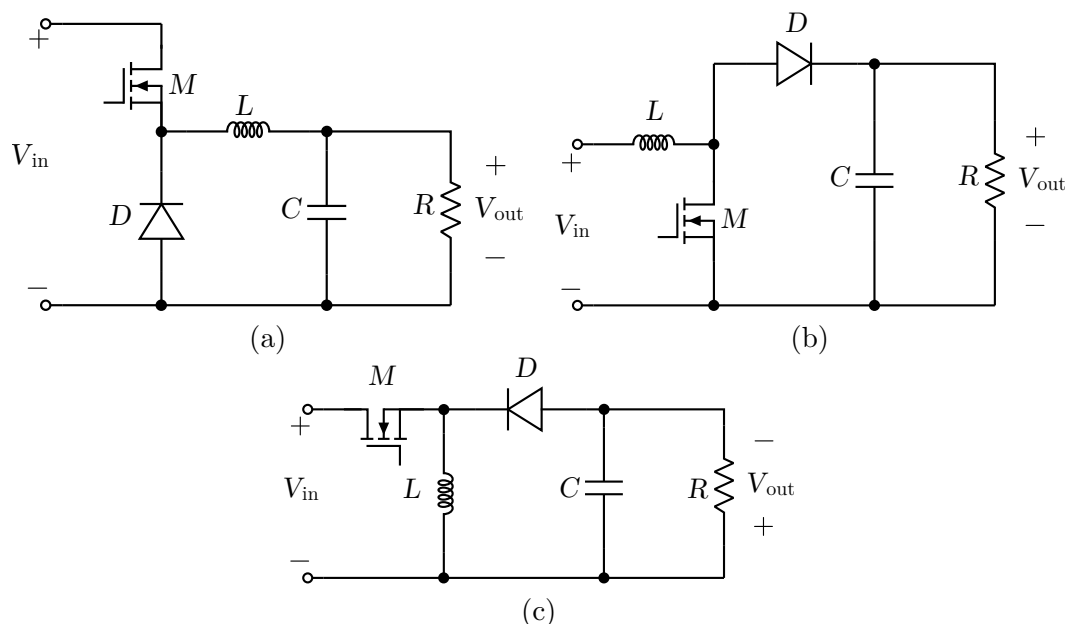


Figura 2.6. Topologías básicas de convertidores de conmutación DC. (a) Convertidor reductor; (b) Convertidor elevador; (c) Convertidor elevador-reductor.

Tal como su nombre lo indica, el convertidor reductor produce un voltaje medio de salida menor que el voltaje de entrada V_{in} . Considerando el circuito de la figura 2.6(a),

una fuente de tensión ideal en la entrada, una carga puramente resistiva, y que la capacitancia del condensador de salida C es lo suficientemente grande como para considerar su tensión constante entre un ciclo de conmutación y otro, el voltaje de salida se puede obtener resolviendo la integral de tensión en el inductor, que, a lo largo de un período de conmutación, debe ser 0 para repetir su corriente de un período a otro. De esta manera se tiene:

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{T_{ON}} v_L dt + \int_{T_{ON}}^{T_s} v_L dt = 0 \quad (2.3)$$

Que, resolviendo con v_L igual a la tensión de entrada V_{in} para el tiempo en que el interruptor está encendido, y v_L igual a V_{out} durante el tiempo en el que este mismo se encuentra apagado, se tiene finalmente que:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{T_{ON}}{T_s} = D \quad (2.4)$$

La estructura en la figura 2.6(b) corresponde al convertidor elevador o *Boost*, que realiza la tarea inversa del convertidor reductor, es decir, producir un voltaje de salida mayor al voltaje de entrada. De igual manera que en el convertidor anterior, la tensión en la salida del convertidor se puede obtener resolviendo la integral de tensión en el inductor, que para un periodo de conmutación debe ser igual a 0. La diferencia en este convertidor es que durante los periodos en que el interruptor está apagado, la tensión en el inductor es igual a la suma de la tensión de entrada y la tensión de salida. de esta manera se obtiene:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{T_s}{T_{OFF}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.5)$$

Si bien la expresión (2.5) implica que la ganancia V_{out}/V_{in} de un convertidor elevador es infinita a medida que se aumenta el ciclo de trabajo del interruptor, en la práctica, existen elementos parásitos asociados a las pérdidas en componentes electrónicos que forman el convertidor, los cuales impiden que esto sea el caso. Estos elementos parásitos son principalmente el inductor, el condensador, el interruptor y el diodo. En la figura 2.7 [1] se muestra cualitativamente la característica ideal de un convertidor elevador en comparación con la característica real, debido a los efectos de los elementos parásitos.

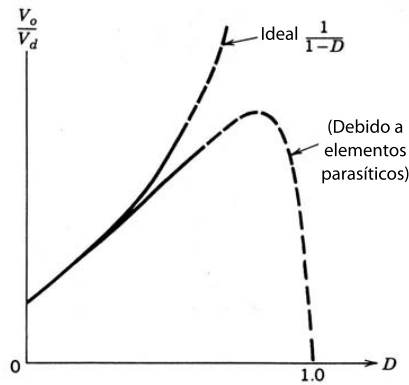


Figura 2.7. Efecto de elementos parasíticos en la relación de conversión de voltaje (convertidor elevador) [1].

Finalmente, el convertidor reductor-elevador, o *Buck-Boost* (Figura 2.6(c)), posee la facultad de tanto disminuir como elevar la tensión de salida de acuerdo al ciclo de trabajo con el que se esté operando. Resolviendo de igual manera que los convertidores anteriores, se obtiene la expresión (2.6), de la que también se puede desprender que el convertidor entrega voltajes mayores y menores al voltaje de entrada para ciclos de trabajo superiores e inferiores a 0,5, respectivamente.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (2.6)$$

Al igual que en un convertidor elevador, la presencia de elementos parásitos produce que, en la práctica, la ganancia de tensión sea distinta a la teórica. La figura 2.8 [1] ilustra el efecto de estos elementos en comparación con la ganancia teórica esperada de acuerdo con (2.6).

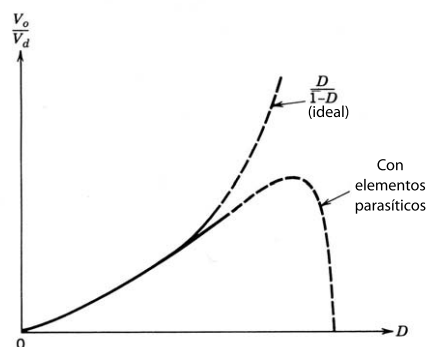


Figura 2.8. Efecto de elementos parasíticos en la relación de conversión de voltaje (convertidor reductor-elevador). [1]

2.2.2. Configuración Multicanal o Interleaved

Una configuración multicanal o *Interleaved* consiste en múltiples convertidores conectados en paralelo que son alimentados por una única fuente de tensión común. Cada canal

consta de su inductor, que actúa como la fuente de corriente durante el proceso de conmutación. La corriente de los inductores es luego sumada e inyectada en el condensador de salida y, finalmente, en la carga. Esto consigue reducir la corriente máxima que circula por cada uno de los inductores a $1/n$ veces la corriente que circularía por el inductor en una configuración de un único canal.

Adicionalmente, el uso de una configuración interleaved en convertidores boost permite al sistema mantener la misma ganancia en función del ciclo de trabajo, al mismo tiempo que se logra un menor ripple de corriente en los terminales de entrada, además de un menor ripple de tensión en la salida. Por esto, el tamaño y las pérdidas asociadas a las etapas de filtros, así como las pérdidas por conmutación, pueden disminuirse significativamente [17–19].

La conmutación se realiza desfasando cada canal del convertidor. Para un convertidor interleaved de n canales, cada canal es desfasado un múltiplo de la n -ésima parte de un periodo de conmutación; es decir, el ángulo de desfase ϕ entre un canal y el siguiente es igual a

$$\phi = \frac{360}{n} \tag{2.7}$$

Esto también tiene el efecto de operar el convertidor a una frecuencia de conmutación efectiva de n veces la frecuencia de un único canal. En la figura 2.9 se presenta un convertidor elevador en configuración interleaved de n canales

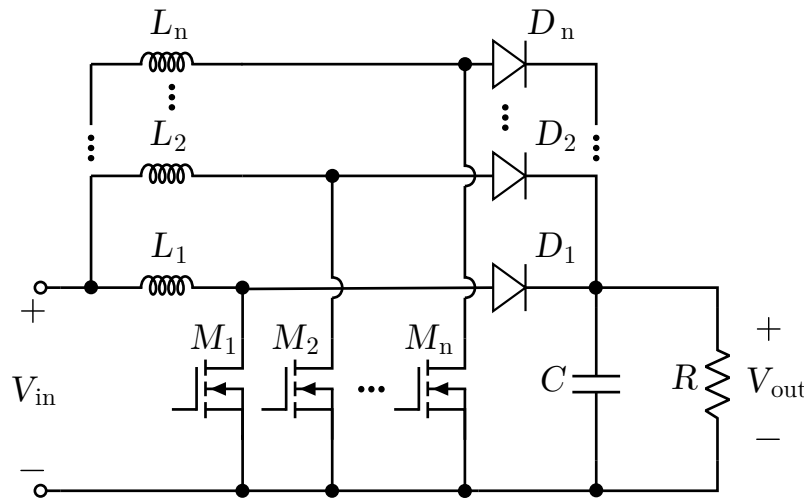


Figura 2.9. Convertidor Boost en configuración Interleaved, n canales.

2.3. Conversión parcial de potencia

Tradicionalmente, la conversión DC-DC de energía consiste en un proceso en el que el total de la potencia tratada fluye desde el terminal de fuente al terminal de carga de un convertidor encargado de regular la salida del mismo, en lo que se ha llegado a denominar como procesamiento de potencia total (FPP, por sus siglas en inglés, *Full Power Processing*). En este proceso, las pérdidas están sujetas a la eficiencia determinada del convertidor y varían de acuerdo con la cantidad de potencia procesada. Con el propósito

de optimizar estas etapas de conversión, tanto en materia de pérdidas como también en densidad de potencia, costos de producción, etc., es que se han desarrollado nuevas topologías, siendo una de estas los convertidores de potencia parcial (CPP).

La conversión parcial o procesamiento parcial de potencia (PPP) es un concepto aplicado en convertidores eléctricos que se basa en el tratamiento de solo una fracción de la energía total que fluye entre las dos etapas de conversión. Su primera aparición fue en la industria aeronáutica [5], donde la prioridad era disminuir las dimensiones de los convertidores alimentados desde paneles fotovoltaicos. Su principio de funcionamiento consiste en la división del flujo de potencia del convertidor en dos rutas. Si una de estas rutas es altamente eficiente, por ejemplo, un camino directo entre la fuente y la carga con $\eta \approx 1$, entonces las pérdidas asociadas a la eficiencia del convertidor η_{conv} se reducen y la eficiencia global del sistema de conversión se incrementa. Este principio se ve ilustrado en la figura 2.10(b).

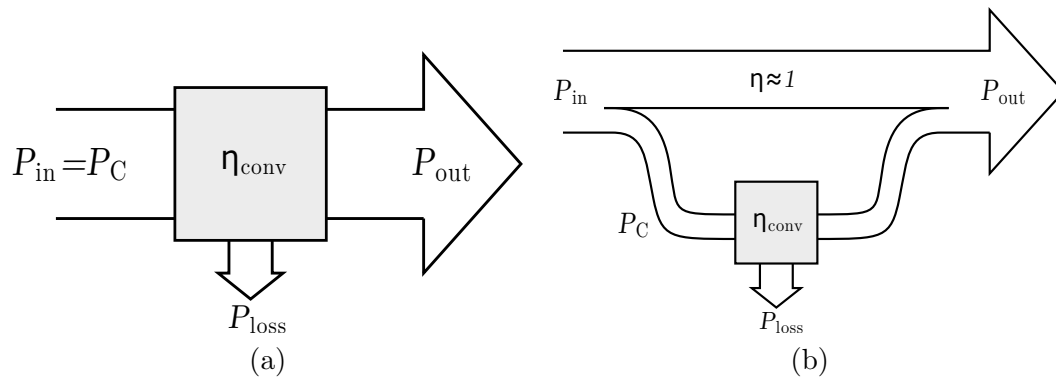


Figura 2.10. Flujo de potencia en procesamiento total y parcial. (a) FPP; (b) PPP.

En el procesamiento de potencia completa, la eficiencia global de la etapa de conversión es igual a la eficiencia del convertidor η_{conv} , dada por la razón entre la potencia de salida del convertidor y la potencia en la entrada.

$$\eta_{global} = \eta_{conv} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.8)$$

En cambio, para un convertidor parcial, si consideramos que el flujo de potencia derivado con $\eta \approx 1$ es igual a $P_{in} - P_C$, se tiene que la eficiencia global de la etapa de conversión de potencia parcial está dada por:

$$\eta_{global} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{(P_{in} - P_C) + P_C \eta_{conv}}{P_{in}} \quad (2.9)$$

Reordenando esta expresión, se obtiene (2.10) y se puede concluir que la eficiencia global η_{global} durante el procesamiento parcial de potencia es mayor que la eficiencia del convertidor η_{conv} .

$$\eta_{global} = 1 - \frac{P_C}{P_{out}}(1 - \eta_{conv}) \quad (2.10)$$

La expresión anterior también establece que la eficiencia global en un procesamiento

parcial de potencia depende de la razón entre la potencia procesada por el convertidor P_C y la potencia total de entrada P_{in} , siendo mayor la eficiencia global cuando la proporción de potencia procesada es menor.

Este concepto también puede explicarse mediante estructuras serie/paralelo entre el convertidor parcial y un convertidor *dummy* o ficticio [20]. En este acercamiento, el procesamiento parcial de potencia se puede entender como la repartición de potencia entre estos dos convertidores, uno de los cuales es un convertidor ideal de razón de conversión 1:1 que no produce pérdidas de ningún tipo. El concepto de PPP explicado mediante un convertidor ficticio también resulta útil en la clasificación de PPCs, como se detalla en la sección 2.3.1

2.3.1. Configuraciones de PPCs DC-DC

La nomenclatura para referirse a distintos tipos de convertidores parciales no está estandarizada a lo largo de la literatura y comúnmente lleva a situaciones en las que la misma topología es referida con distintos nombres por diferentes autores [21]. En general, la convención más adoptada para catalogar las distintas topologías de PPC es de acuerdo al tipo de conexión (series o paralelo) de los terminales del convertidor. Principalmente, los convertidores parciales de potencia se pueden clasificar en dos tipos; convertidores parciales serie (S-PPC) y convertidores parciales paralelos (P-PPC) [10]. Las topologías P-PPC tienen sus principales aplicaciones en el manejo y ecualización de carga de baterías [22, 23] o en la ecualización de voltajes en módulos PV, mientras que los S-PPC permiten la regulación de voltaje al conectar la tensión de entrada en serie, sumando o restando a la tensión del convertidor, y son el enfoque de este trabajo.

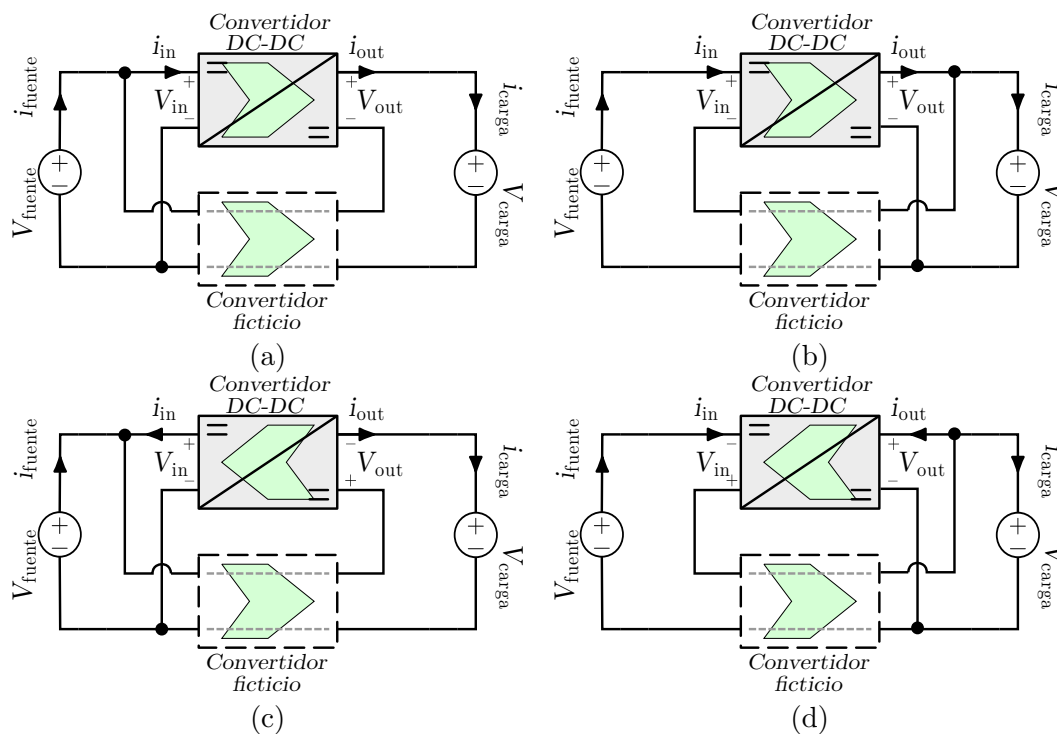


Figura 2.11. Configuraciones de S-PPC. (a) IPOS elevador; (b) ISOP elevador; (c) IPOS reductor; (d) ISOP reductor.

Posteriormente, los S-PPC pueden ser subdivididos en dos categorías: **IPOS** (Input Parallel Output Series) e **ISOP** (Input Series Output Parallel), también conocidos como PPC tipo I y tipo II [24]. Como sus nombres indican, estas topologías se clasifican según la interconexión de los terminales del convertidor parcial y los del convertidor ficticio, tal como se describe en el enfoque sistemático propuesto en [25] para la segregación y categorización de diferentes topologías de PPC en aplicaciones de conversión DC-DC.

Tal como se ilustra en la figura 2.11, las conexiones de los S-PPC permiten el procesamiento parcial de potencia (PPP) al crear un enlace galvánico directo entre los terminales de la fuente y de la carga. Esto permite el flujo directo de potencia con una eficiencia aproximada de $\eta \approx 1$, mientras el convertidor parcial cumple su función principal de regular el voltaje según la topología específica empleada. En la tabla 2.1 se resumen las características de las variables eléctricas en el lado de carga y fuente del convertidor para distintas topologías.

Tabla 2.1
RESUMEN CARACTERÍSTICAS CONFIGURACIONES IPOS E ISOP

Configuración	Fuente	Carga
IPOS elevador	$V_{fuente} = V_{in}$	$V_{carga} = V_{in} + V_{out}$
IPOS reductor	$V_{fuente} = V_{in}$	$V_{carga} = V_{in} - V_{out}$
ISOP elevador	$V_{fuente} = V_{in} + V_{out}$	$V_{carga} = V_{out}$
ISOP reductor	$V_{fuente} = -V_{in} + V_{out}$	$V_{carga} = V_{out}$
IPOS elevador	$I_{fuente} = I_{in} + I_{out}$	$I_{carga} = I_{out}$
IPOS reductor	$I_{fuente} = I_{in} - I_{out}$	$I_{carga} = I_{out}$
ISOP elevador	$I_{fuente} = I_{in}$	$I_{carga} = I_{in} + I_{out}$
ISOP reductor	$I_{fuente} = I_{in}$	$I_{carga} = -I_{in} + I_{out}$

2.3.2. Requerimientos y consideraciones

Una de las características de los convertidores de potencia parcial es el requerimiento de aislamiento, entendiendo en este contexto el aislamiento como la no-existencia de un camino directo entre los terminales de entrada y los terminales de salida del convertidor. La violación de este requerimiento puede resultar en el potencial cortocircuito de alguno de los terminales del convertidor, lo que, más críticamente, puede llevar al cortocircuito de la fuente que alimenta el convertidor.

Por ejemplo, la aplicación de conversión parcial de potencia mediante la conexión ISOP de un convertidor boost lleva a una de estas situaciones. Dado que el terminal negativo de la entrada y la salida del convertidor boost se encuentran en el mismo nodo, la implementación de PPP lleva al cortocircuito de la fuente de voltaje, tal como se muestra en la figura 2.12

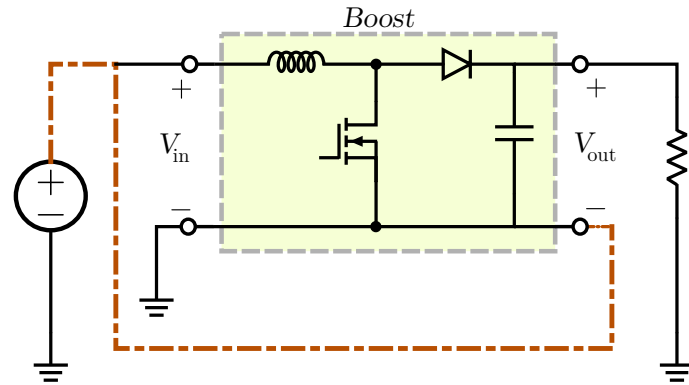


Figura 2.12. *Potencial cortocircuito en convertidor parcial ISOP en base a boost.*

Capítulo 3

Topología en estudio

En esta sección, se presenta la topología en estudio y se detallan sus principales características. Particularmente, en la sección 3.1 se explican los aspectos principales de la topología del convertidor parcial boost. En la sección 3.2 se desarrolla el modelo matemático en estado estacionario del convertidor, tanto para el modo de conducción continua como discontinua, y en la sección 3.3 se describe el procesamiento de potencia del convertidor parcial boost en comparación con su contraparte de potencia completa.

3.1. Características básicas

Tal como implica su nombre, un convertidor de potencia parcial boost o elevador es aquel en el que, al igual que un convertidor boost tradicional, el voltaje de salida V_{out} es siempre mayor que el voltaje de entrada V_{in} . En base a lo señalado en la sección 2.3, una de las topologías más simples que consigue esto es una conexión IPOS de un convertidor tradicional tipo Buck-Boost, como se muestra en la figura 3.1(a), utilizando una configuración multicanal. El requerimiento de aislamiento entre los terminales del convertidor mencionado en 2.3.2 se satisface al considerar que el convertidor *Buck-Boost* invierte la polaridad del voltaje de salida respecto al voltaje de entrada.

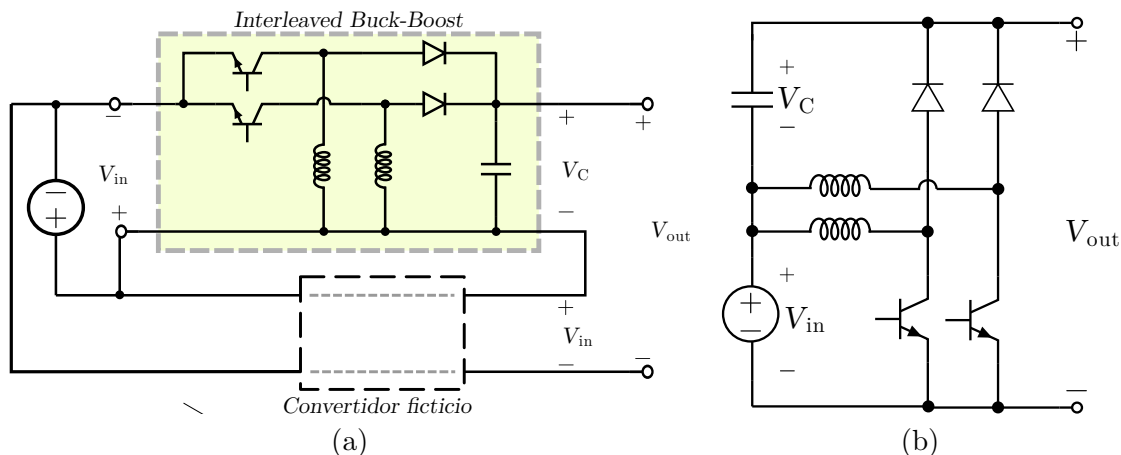


Figura 3.1. Convertidor parcial boost en interleave. (a) Diagrama circuital a partir de conexión IPOS de convertidor Buck-Boost; (b) Diagrama simplificado.

El diagrama circuital mostrado en la figura 3.1(a) tiene principalmente el propósito de ilustrar la conexión de terminales en un convertidor de potencia completa que permite PPP. Durante el resto del desarrollo de la memoria se utilizará el diagrama simplificado de la figura 3.1(b) para referirse al convertidor parcial Boost.

La conexión input-parallel-output-series implica que la tensión V_{out} es igual a la suma de la tensión de entrada V_{in} y la tensión en la salida del convertidor Buck-Boost V_S . Además, se sabe que el voltaje de salida en un convertidor Buck-Boost está dado por el ciclo de trabajo D y la tensión de entrada, según la expresión (3.1). Reemplazando esta última expresión en (3.2) se obtiene que la tensión de salida de este convertidor está dada por (3.3).

$$V_S = V_{in} \frac{D}{1-D} \quad (3.1)$$

$$V_{out} = V_{in} + V_S \quad (3.2)$$

$$V_{out} = V_{in} \frac{1}{1-D} \quad (3.3)$$

Evaluando el ciclo de trabajo en el rango $D \in (0, 1)$, se tiene una tensión de salida en $V_{out} \in (V_{in}, \infty)$, lo que significa que esta arquitectura de convertidor parcial opera efectivamente como un convertidor Boost.

La topología del convertidor en estudio se presenta en la figura 3.2, la cual considera un módulo PV como la entrada, en paralelo al capacitor de entrada C_{in} . Adicionalmente, en la salida del convertidor se considera una carga netamente resistiva.

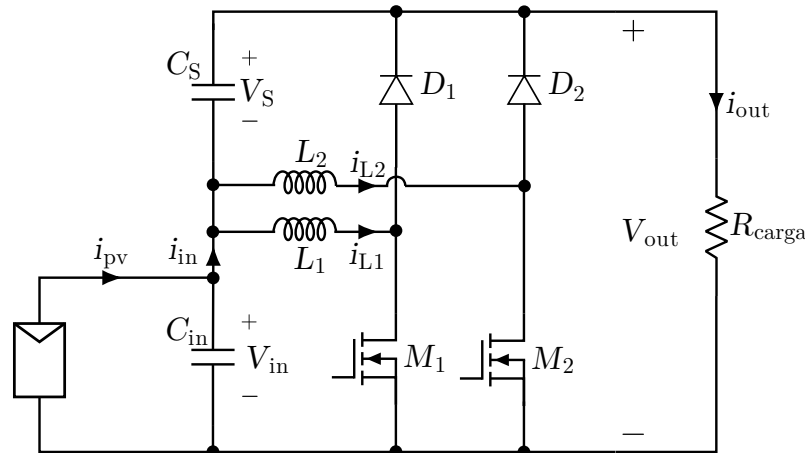


Figura 3.2. Topología propuesta.

3.1.1. Procesamiento de potencia activa

Considerando la entrada como una fuente de tensión constante, la razón entre la potencia activa procesada por el convertidor (3.4) y la potencia activa total en la salida (3.5) puede ser calculada mediante (3.6).

$$P_{conv} = I_{out}V_S \quad (3.4)$$

$$P_{out} = I_{out}V_{out} \quad (3.5)$$

$$\frac{P_{conv}}{P_{out}} = \frac{V_S}{V_{out}} = \frac{V_S}{V_S + V_{in}} \quad (3.6)$$

Si se ignoran las pérdidas en el convertidor y se asume que la potencia P_{in} de entrada a este es igual a la potencia de salida P_{out} , y se expresa la tensión en el condensador de salida como una función de la tensión de entrada y el ciclo de trabajo según la expresión (3.1), al reemplazar en la ecuación anterior se obtiene que la fracción de potencia procesada por el convertidor es igual al ciclo de trabajo del convertidor (ignorando los efectos de elementos parásitos a altos ciclos de trabajo).

$$\frac{P_{conv}}{P_{in}} \approx \frac{V_{in} \frac{D}{1-D}}{V_{in} \frac{D}{1-D} + V_{in}} = D \quad (3.7)$$

Adicionalmente, la expresión (3.7) puede reemplazarse en (2.10) para obtener la eficiencia global de la etapa de conversión parcial en función de la eficiencia del convertidor y del ciclo de trabajo:

$$\eta_{global} \approx 1 - D \cdot (1 - \eta_{conv}) \quad (3.8)$$

Además, considerando (3.7) en conjunto con (3.3), se puede expresar la fracción de potencia total procesada por el convertidor en función de la ganancia del convertidor, ilustrada en la figura 3.3. Operar el convertidor en condiciones de menor ganancia implica, a la vez, que este mismo procesará una menor fracción de potencia, lo que disminuye las pérdidas e incrementa la eficiencia global de la etapa de conversión.

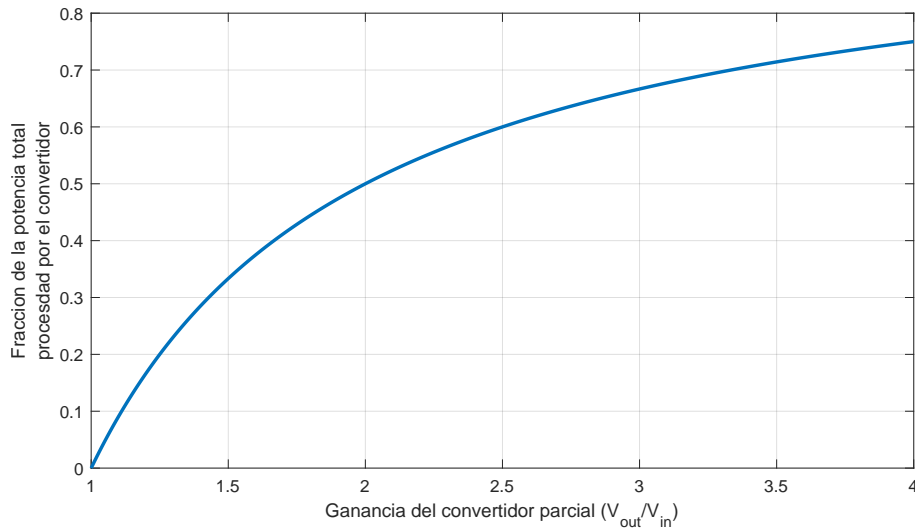


Figura 3.3. Fracción de potencia total que es procesada por el convertidor versus la ganancia del convertidor.

3.2. Modelo matemático en estado estacionario

En esta sección se deriva el modelo matemático que describe el comportamiento de las variables eléctricas del convertidor en régimen permanente. El objetivo principal es obtener expresiones que modelen estas variables en función de parámetros de diseño conocidos, como la tensión de entrada y salida del convertidor, ciclo de trabajo, frecuencia de conmutación, etc.

Para el desarrollo de las ecuaciones que describen el comportamiento del convertidor, estas se realizan considerando una topología de un único canal, para posteriormente incluir las modificaciones necesarias dadas la configuración interleaved. En la sección 3.2.4 se detallan las consideraciones específicas de la configuración de dos canales del convertidor. Adicionalmente, las ecuaciones se desarrollan considerando la entrada como una fuente de tensión continua ideal, lo que permite, al mismo tiempo, eliminar el condensador de entrada C_{in} . Finalmente, no se consideran las resistencias asociadas a los inductores o condensador, ni las caídas de tensión en los elementos semiconductores.

3.2.1. Modo de conducción continua (MCC)

En MCC, la operación del convertidor durante un ciclo de conmutación de duración T_S se divide en dos etapas presentadas en la figura 3.4. Cuando el transistor se encuentra encendido, conduce y el diodo se vuelve de polarización inversa (fig. 3.4(a)), lo que resulta en un voltaje positivo a través del inductor, ocasionando un incremento lineal de la corriente i_L . Posteriormente, el interruptor se apaga, lo que permite que la corriente del inductor fluya a través del diodo, cargando a su vez el capacitor de salida (fig. 3.4(b)). Las formas de onda de tensión y corriente del inductor se muestran en la figura 3.5.

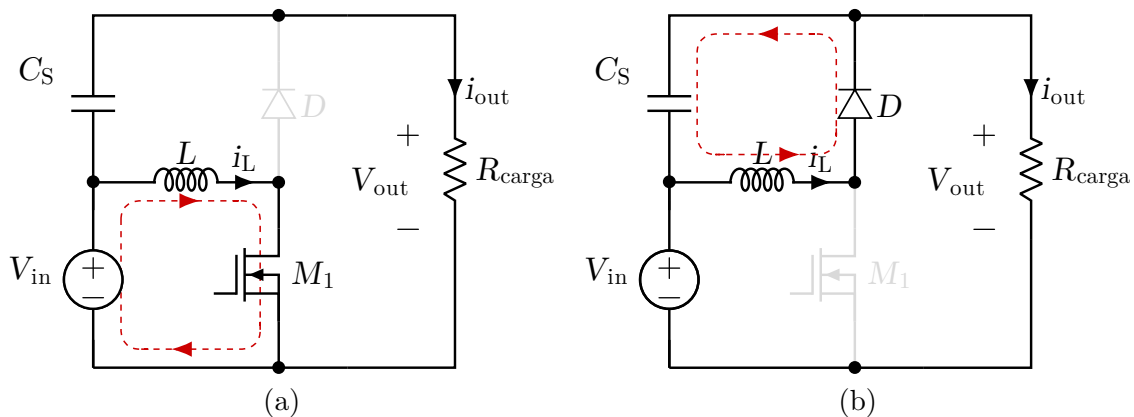


Figura 3.4. Etapas de operación del convertidor parcial boost en modo de conducción continua. (a) Etapa 1; (b) Etapa 2.

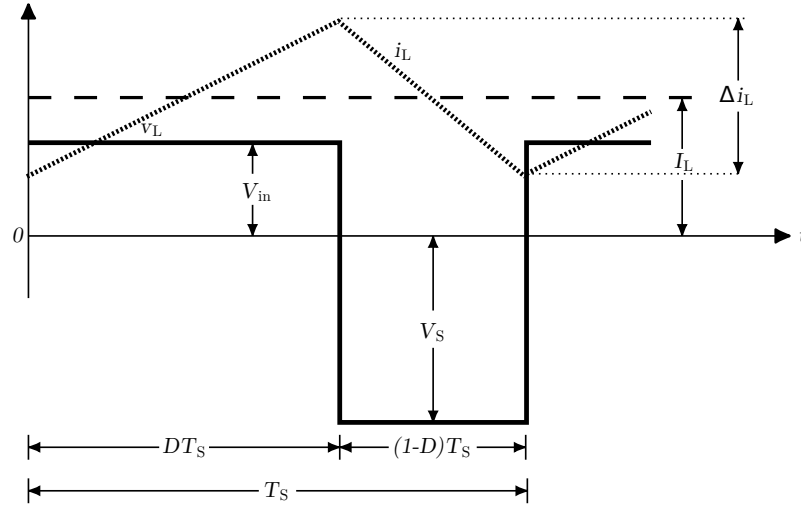


Figura 3.5. Formas de onda de corriente y tensión en el inductor en modo de conducción continua.

Etapa 1 ($0 < t < DT_S$): El transistor se encuentra encendido, lo que conecta el inductor en paralelo a la fuente, provocando el aumento de la corriente del inductor.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in} \quad (3.9)$$

$$C_S \frac{dV_S}{dt} = -\frac{V_S + V_{in}}{R_{carga}} \quad (3.10)$$

Etapa 2 ($DT_S < t < T_S$): El transistor se apaga, conectando el inductor en paralelo con el capacitor C_S , lo que desvía la corriente del inductor al diodo y la energía se descarga en el capacitor.

$$L \frac{di_L}{dt} = -V_S \quad (3.11)$$

$$C_S \frac{dV_S}{dt} = i_L - \frac{V_S + V_{in}}{R_{carga}} \quad (3.12)$$

En estado permanente, la forma de onda de la corriente del inductor se repite de un periodo al otro; por lo tanto, la integral en el tiempo del voltaje en el inductor debe ser 0 durante un periodo de conmutación. Además, se sabe que en la etapa 1 ($0 < t < DT_S$) la tensión en el inductor tiene un valor constante igual a la tensión de entrada V_{in} , mientras que en la etapa 2 ($0 < t < DT_S$) la tensión en el inductor es igual al voltaje del capacitor de salida V_S ¹.

$$\int_0^{T_S} V_L dt = \int_0^{DT_S} V_L dt + \int_{DT_S}^{T_S} V_L dt = 0 \quad (3.13)$$

¹Para el análisis matemático de la corriente de inductor en estado permanente, se realiza el supuesto de que la capacitancia de salida C_S es lo suficientemente grande para mantener la tensión V_S aproximadamente constante durante un periodo de conmutación

Evaluando la expresión (3.13) y simplificándola, se obtiene finalmente la razón entre el voltaje de entrada y el voltaje en el capacitor de salida en función del ciclo de trabajo.

$$\begin{aligned} V_{in}DT_S + (-V_S)(T_S - DT_S) &= 0 \\ \therefore \frac{V_S}{V_{in}} &= \frac{D}{1-D} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Teniendo en cuenta también que la tensión de salida V_{out} es igual a la suma de la tensión de entrada y la tensión del capacitor de salida, se puede obtener la relación entre la tensión de salida del convertidor y su tensión de entrada, o ganancia del convertidor.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (3.15)$$

Si se ignoran las pérdidas en el convertidor ($P_{in} \approx P_{out}$), se puede encontrar una razón entre la corriente en la carga I_{out} y la corriente de entrada al convertidor I_{in} a partir de la expresión (3.15) según:

$$\begin{aligned} V_{in}I_{in} &\approx V_{out}I_{out} \\ \therefore \frac{I_{out}}{I_{in}} &= 1-D \end{aligned} \quad (3.16)$$

Para referir el valor promedio de la corriente en el inductor I_L a la corriente en la salida del convertidor I_{out} , se puede notar que el inductor solo entrega corriente a la carga cuando el transistor está apagado (etapa 2). Esta corriente promediada durante un ciclo de conmutación es igual a la corriente de salida debido a que la corriente promedio en el condensador debe ser igual a 0 durante un ciclo de conmutación en estado estacionario. Esto permite derivar la expresión:

$$\begin{aligned} I_L \frac{T_{OFF}}{T_S} &= I_L(1-D) = I_{out} \\ \therefore I_L &= \frac{I_{out}}{(1-D)} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Se puede notar, además, que las expresiones (3.16) y (3.17) son iguales, lo que permite concluir que el valor medio de la corriente en el inductor es igual al valor medio de la corriente de entrada del convertidor, o $I_L = I_{in}$.

Los valores medios de las corrientes y tensiones en MOSFETs y diodos se derivan de forma trivial al notar que son iguales a la corriente en el inductor y la tensión en la carga, pero repartidos según los intervalos de encendido y apagado, teniendo entonces (3.18) y (3.19).

$$I_M = DI_L ; I_D = (1-D)I_L \quad (3.18)$$

$$V_M = (1-D)V_{out} ; V_D = DV_{out} \quad (3.19)$$

La magnitud del ripple de corriente en el inductor Δi_L se puede obtener al evaluar la variación de la corriente en el inductor de la expresión (3.9) durante la duración de la etapa 1; de esta manera, se obtiene (3.20). De esta ecuación se desprende que el ripple de corriente en el inductor es independiente de la carga conectada al convertidor.

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L} \cdot T_{ON} = \frac{V_{in}}{L} \cdot D \cdot T_S \quad (3.20)$$

$$I_{L(max)} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (3.21)$$

De similar manera, para el ripple de tensión en el capacitor de salida ΔV_S se tiene que, durante la etapa 1, el voltaje en el condensador está dado por la ecuación diferencial (3.10). Si se resuelve la EDO, se obtiene la expresión (3.22), donde $V_{S,0}$ es el valor inicial de la tensión en el condensador de salida.

$$v_S(t) = (V_{in} + V_{S,0})e^{-\frac{t}{R_{carga}C_S}} - V_{in} \quad (3.22)$$

Al considerar que el período de conmutación es lo suficientemente pequeño ($DT_S \ll R_{carga}C$) como para usar la aproximación

$$e^{-\frac{t}{RC}} \approx 1 - \frac{t}{RC} \quad (3.23)$$

Finalmente, despejando ΔV_S y reemplazando $V_{out} = V_{in} + V_{S,0}$, se tiene que para $t < DT_S$, la variación en la tensión del condensador y, por lo tanto, el ripple de tensión en el mismo se puede aproximar a

$$\Delta V_S \approx \frac{1}{C_S} \frac{V_{out}}{R_{carga}} DT_S \quad (3.24)$$

3.2.2. Límite entre la conducción continua y discontinua

En la figura 3.6 se muestra la forma de onda de la corriente en el inductor en el límite entre el modo de conducción continuo y discontinuo. Se define $I_{L,B}$ como la corriente promedio en el inductor en este límite, que, de acuerdo con la figura 3.6, sería igual a la mitad del ripple de corriente en el inductor, obteniendo la expresión (3.25).

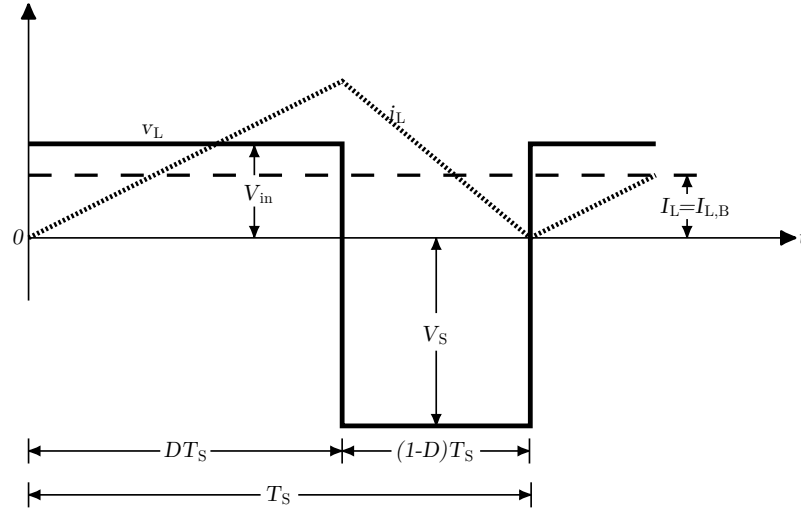


Figura 3.6. Formas de onda de corriente y tensión en el inductor en el límite entre conducción continua y discontinua.

$$I_{L,B} = \frac{1}{2} \Delta i_L \quad (3.25)$$

Evaluando (3.20) en esta expresión y, posteriormente, al aplicar (3.15), se obtienen expresiones para el límite de corriente media en el inductor en términos de la tensión de entrada y salida, respectivamente.

$$I_{L,B} = \frac{V_{in} D T_S}{2L} \quad (3.26)$$

$$I_{L,B} = \frac{V_{out} D T_S}{2L} (1 - D) \quad (3.27)$$

Reemplazando en (3.17), se puede obtener la corriente de salida en el límite entre los modos de conducción continua y discontinua $I_{out,B}$ según las expresiones

$$I_{out,B} = \frac{V_{in} D T_S}{2L} (1 - D) \quad (3.28)$$

$$I_{out,B} = \frac{V_{out} D T_S}{2L} (1 - D)^2 \quad (3.29)$$

Si se grafican las expresiones (3.27) y (3.29) en función del ciclo de trabajo, manteniendo el resto de los parámetros constantes, se puede obtener el trazado de las corrientes de inductor y de salida en el límite entre los modos de conducción para V_{out} constante. De la figura 3.7 se observa que $I_{L,B}$ tiene un valor máximo en $D = 0,5$, que está dado por:

$$I_{L,Bmax} = \frac{V_{out} T_S}{8L} \quad (3.30)$$

De igual manera, $I_{out,B}$ tiene un valor máximo en $D = 1/3$:

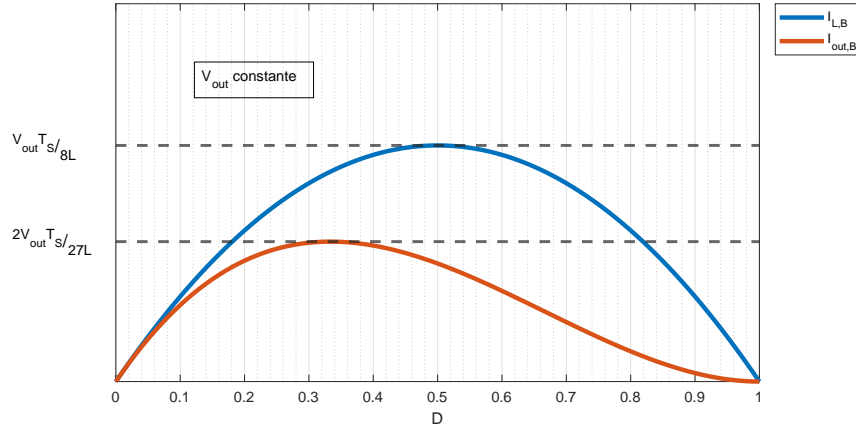


Figura 3.7. Corriente de inductor y corriente de salida del convertidor en el límite entre modos de conducción en función de D , con V_{out} constante.

$$I_{out,Bmax} = \frac{2}{27} \frac{V_{out}T_S}{L} \quad (3.31)$$

De este análisis se desprende que para un ciclo de trabajo D específico, con V_{out} constante, si la corriente en la salida I_{out} decae por debajo de la corriente $I_{out,B}$, el convertidor entrará en modo de conducción discontinua.

De esta manera, el valor de los inductores se puede escoger como una función de la potencia (o corriente) de salida y el ciclo de trabajo en el punto de operación deseado para el límite entre MCC y MCD según:

$$L_{crit} = \frac{1}{2} \frac{V_{out}DT_S}{I_{out,B}}(1 - D) \quad (3.32)$$

3.2.3. Modo de conducción discontinua (MCD)

Las formas de onda de la tensión y la corriente en el inductor en MCD durante un período de conmutación T_S se muestran en la figura 3.8; las etapas se resumen de la siguiente manera:

Etapa 1 ($0 < t < DT_S$): El transistor se encuentra encendido, lo que conecta el inductor en paralelo con la fuente, provocando el aumento de la corriente del inductor.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in} \quad (3.33)$$

$$C_S \frac{dV_S}{dt} = -\frac{V_S + V_{in}}{R_{carga}} \quad (3.34)$$

Etapa 2 ($DT_S < t < DT_S + \Delta_1 T_S$): El transistor se apaga, conectando el inductor en paralelo con el condensador C_S , lo que desvía la corriente del inductor hacia el diodo y la energía se descarga en el condensador.

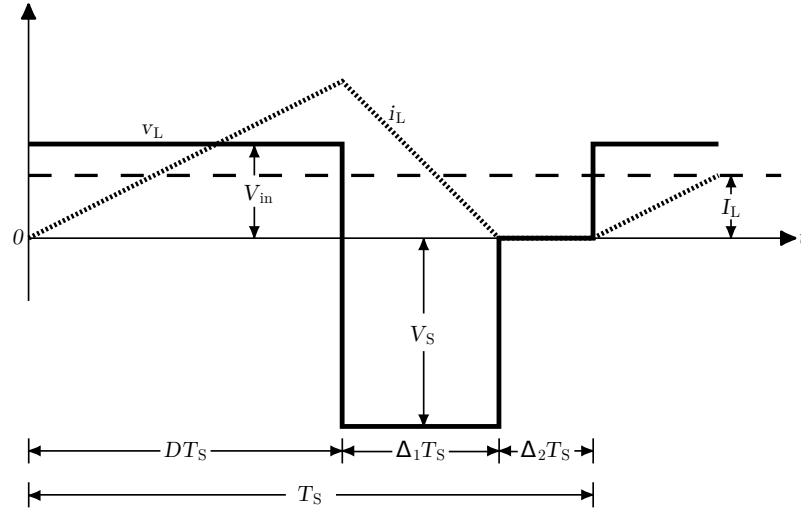


Figura 3.8. Formas de onda de corriente y tensión en el inductor en modo de conducción discontinua.

$$L \frac{di_L}{dt} = -V_S \quad (3.35)$$

$$C_S \frac{dV_S}{dt} = i_L - \frac{V_S + V_{in}}{R_{carga}} \quad (3.36)$$

Etapa 3 ($DT_S + \Delta_1 T_S < t < T_S$): El inductor se descarga completamente ($i_L = 0$), y la potencia se transfiere directamente desde el condensador de entrada y el condensador de salida a la carga.

$$L \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (3.37)$$

$$C_S \frac{dV_S}{dt} = -\frac{V_S + V_{in}}{R_{carga}} \quad (3.38)$$

Al igual que en el modo de conducción continua, la corriente en el inductor se repite para cada ciclo de conmutación, por lo que la integral del voltaje en el inductor es 0 durante un ciclo. De esto se obtiene la razón entre la tensión en el condensador de salida y la tensión de entrada.

$$\begin{aligned} V_{in}DT_S + (-V_S)\Delta_1 T_S &= 0 \\ \therefore \frac{V_S}{V_{in}} &= \frac{D}{\Delta_1} \end{aligned} \quad (3.39)$$

Que está expresado en términos de la tensión de salida, es

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D + \Delta_1}{\Delta_1} \quad (3.40)$$

La razón entre la corriente de entrada y salida se obtiene realizando el balance de potencia ($P_{in} \approx P_{out}$).

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{I_{out}}{I_L} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (3.41)$$

El valor peak de la corriente en el inductor se puede obtener integrando la expresión (3.33) en el intervalo de tiempo de la etapa 1. Con esto, y según la figura 3.8, se obtiene el valor medio de la corriente en el inductor en MCD.

$$I_L = \frac{DT_S V_{in}}{2L} \cdot (D + \Delta_1) \quad (3.42)$$

Posteriormente, se puede usar la razón (3.41) para encontrar una expresión de la corriente de salida del convertidor en MCD.

$$I_{out} = \frac{\Delta_1 DT_S V_{in}}{2L} \quad (3.43)$$

A partir de las expresiones (3.40), (3.43) y (3.31) se puede encontrar una expresión para D en función de la corriente de salida y la ganancia del convertidor.

$$D = \sqrt{\frac{4}{27} \frac{I_{out}}{I_{out,Bmax}} \frac{V_{out}}{V_{in}} \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} - 1 \right)} \quad (3.44)$$

Mediante un procedimiento similar, la ganancia del convertidor en MCD está dada por (3.45).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{R_{carga} T_S}}}{2} \quad (3.45)$$

Dependiendo de la aplicación, resulta útil expresar esta relación para ciclos de trabajo o ganancias constantes. Por ejemplo, si se desea mantener la tensión de salida constante para variaciones en la tensión de entrada, es más práctico estudiar el trazado de (3.44) para ganancias constantes (figura 3.9(a)), mientras que en aplicaciones donde se desea regular la corriente y/o tensión de entrada del convertidor, como en el seguimiento de MPP, resulta más conveniente obtener estos trazados para un ciclo de trabajo D constante (figura 3.9(b)).

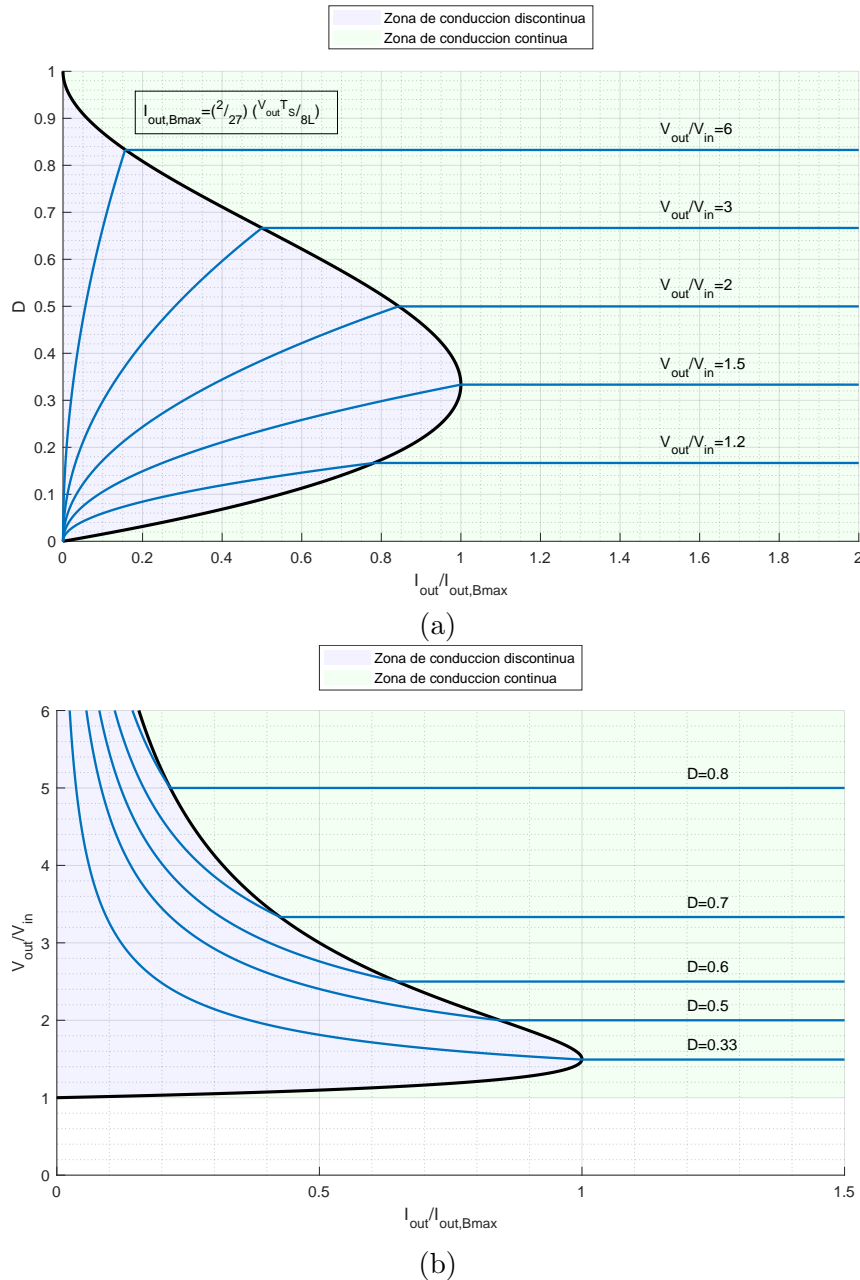


Figura 3.9. Zonas de conducción del convertidor. (a) Ciclo de trabajo en función de la corriente de salida para distintas ganancias; (b) Ganancia en función de la corriente de salida para distintos ciclos de trabajo.

3.2.4. Consideraciones para la topología Interleaved

El análisis matemático en estado estacionario para la configuración interleaved es idéntico al desarrollado durante la sección anterior, agregando la consideración de que el valor medio de la corriente de entrada es igual a la suma de los valores medios de las corrientes en los inductores:

$$I_{in} = I_{L1} + I_{L2} \tag{3.46}$$

Si consideramos también que ambos canales son idénticos (mismo valor de inductor), se tiene que la corriente media de entrada al convertidor es $2I_L$, donde además:

$$I_{L1} = I_{L2} = \frac{I_{out}}{2(1-D)} = \frac{V_{out}}{2R_{carga}(1-D)} \quad (3.47)$$

Se debe recordar además que un convertidor interleaved de n canales opera con una frecuencia de conmutación efectiva de n veces f_c , es decir, los períodos de conmutación se reducen n veces. Por esto, en una configuración de 2 canales, la corriente de salida en el límite entre MCC y MCD es el doble que en la configuración de 1 solo canal.

$$I_{L,B} = \frac{V_{out}DT_S}{L}(1-D) \quad (3.48)$$

$$I_{out,B} = \frac{V_{out}DT_S}{L}(1-D)^2 \quad (3.49)$$

Esto también tiene el efecto de que, al calcular la inductancia crítica para el límite entre los modos de conducción, se debe considerar:

$$L_{crit} = \frac{V_{out}DT_S}{I_{out,B}}(1-D)^2 \quad (3.50)$$

El comportamiento de los ripples de corriente en los inductores Δi_{L1} y Δi_{L2} es igual al caso de un único canal, calculado en (3.20). Igualmente, para los ripples de tensión en el condensador de salida, se puede considerar la expresión (3.24), teniendo en cuenta que ahora se tiene una frecuencia de conmutación de n veces f_{sw} .

3.3. Valores instantáneos

A excepción de la tensión en el condensador de salida V_S , los valores medios durante un ciclo de conmutación en estado estacionario del convertidor parcial boost son de igual magnitud que los de un convertidor boost de potencia completa, conformado por los mismos componentes y en el mismo punto de operación. Esto incluye las tensiones y corrientes medias de los inductores, transistores, diodos, así como la corriente en el condensador de salida y la corriente de entrada al convertidor. Estos valores se resumen en la tabla 3.1 y permiten esperar los mismos niveles de pérdidas y eficiencia en el convertidor boost de potencia parcial y potencia completa.

Sin embargo, los valores instantáneos de algunas de estas variables difieren en comparación con el convertidor Boost convencional, lo que puede llevar a diferencias en la potencia no activa procesada por cada elemento, los valores máximos de tensión y corriente en cada componente, y la magnitud del Δ de cada variable durante un ciclo de conmutación. En esta subsección se desarrollan los valores instantáneos relevantes que pueden resultar en diferencias respecto al desempeño en comparación con un convertidor de potencia completa.

Tabla 3.1
VALORES MEDIOS DE TENSIONES Y CORRIENTES EN CONVERTIDOR BOOST DE POTENCIA PARCIAL Y
POTENCIA COMPLETA, MCC

	Boost de potencia completa	Boost de potencia parcial
$\frac{V_{out}}{V_{in}}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$
I_L	$\frac{I_{out}}{(1-D)}$	$\frac{I_{out}}{(1-D)}$
I_M	DI_L	DI_L
I_D	$(1-D)I_L$	$(1-D)I_L$
V_M	$(1-D)V_{out}$	$(1-D)V_{out}$
V_D	DV_{out}	DV_{out}
I_{in}	I_L	I_L
V_S	V_{out}	$V_{out} - V_{in}$

3.3.1. Corriente de entrada $i_{in}(t)$

Como se mostró en la sección 3.2, el valor medio de la corriente proveniente de la fuente I_{in} durante un ciclo de conmutación es igual al valor medio de la corriente en el inductor I_L , lo que es idéntico al caso del convertidor boost tradicional. Sin embargo, los valores instantáneos y la forma de onda de esta corriente en el convertidor parcial son distintos de los de su contraparte de potencia completa, lo que tiene como consecuencia una mayor potencia no-activa proveniente de la fuente.

Para un convertidor boost de potencia completa, el valor instantáneo de la corriente proveniente de la fuente es igual al valor instantáneo de la corriente en el inductor, mientras que para el convertidor boost parcial, la conexión permanente entre la entrada y la salida provoca diferencias considerables en la forma de onda de la corriente proveniente de la fuente. Con esto en consideración, y mediante las expresiones desarrolladas en la sección 3.2, la corriente instantánea proveniente de la fuente que alimenta el convertidor parcial se comporta de acuerdo a:

$$i_{in}(t) = \begin{cases} I_{out} + \overbrace{I_L - \frac{\Delta I_L}{2} + \frac{\Delta I_L}{DT_s} \cdot t}^{\text{Buck Boost}}, & 0 \leq t < DT_s \\ I_{out}, & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.51)$$

A diferencia de su contraparte de potencia completa, durante los períodos de descarga del inductor, la corriente de este no forma parte de la corriente proveniente de la fuente. En cambio, debido a la conexión directa entre la fuente y la carga, existe una componente de corriente en la entrada igual a I_{out} durante todo el periodo de conmutación, como se observa en (3.51). La forma de onda de $i_{in}(t)$ en comparación con la corriente de entrada en un boost de potencia completa tradicional se presenta en la figura 3.10.

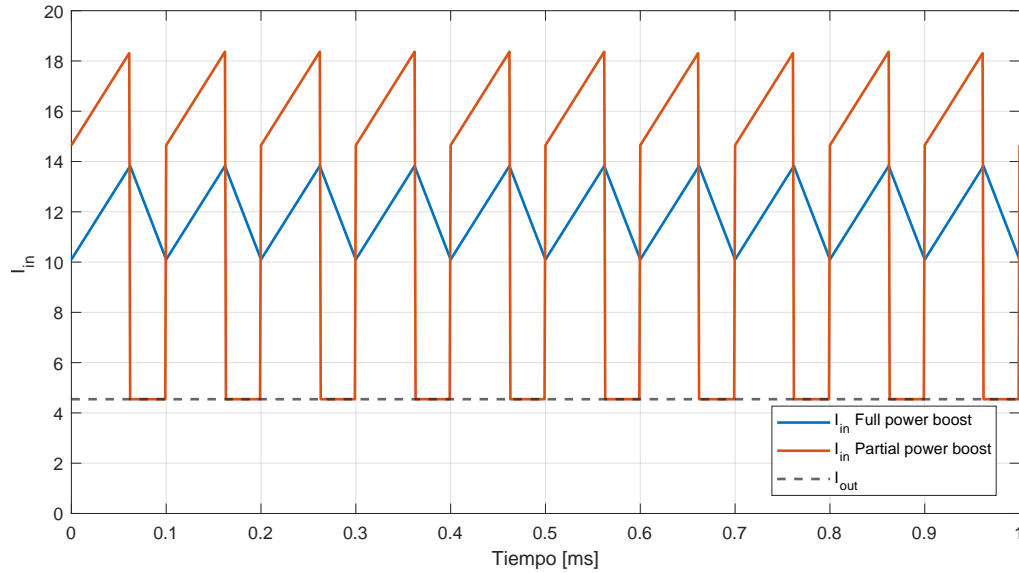


Figura 3.10. Corriente I_{in} en convertidor boost de potencia completa y parcial.

Para la configuración de dos canales, se debe considerar que en el convertidor boost de potencia completa, la corriente de entrada $i_{in}(t)$ es igual a la suma de las corrientes instantáneas de los inductores, considerando además que estas corrientes son iguales pero desfasadas medio ciclo de conmutación, se obtiene:

$$i_{in}(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) = i_{L1}(t) + i_{L1}(t - T_s/2) \quad (3.52)$$

Donde $i_{L1}(t)$ es

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} I_L - \frac{\Delta I_L}{2} + \frac{\Delta I_L}{DT_s} \cdot t, & 0 \leq t < DT_s \\ I_L + \frac{\Delta I_L}{2} - \frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s} \cdot (t - DT_s), & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.53)$$

Esto resulta en que la forma de onda de la corriente $i_{in}(t)$ sea dependiente del ciclo de trabajo con el que opera el convertidor. Específicamente, la forma de onda resulta en una triangular asimétrica para $D < 0,5$ y $D > 0,5$, con un ripple ΔI_{in} creciente a medida que uno se aleja del valor de $D = 0,5$. Para el caso específico de $D = 0,5$, se tiene que las corrientes en ambos inductores son triangulares simétricas desfasadas medio período de conmutación. Esto causa la cancelación del ripple de corriente de entrada $\Delta I_{in} = 0$, por lo que la corriente de entrada total se vuelve constante e igual a $i_{in}(t) = 2I_L$.

Al igual que en el caso de un solo canal, en el convertidor parcial boost interleaved la corriente de entrada corresponde a la corriente de un convertidor Buck-Boost interleaved, a la cual se le suma una componente continua igual a I_{out} . Considerando además que, para el convertidor parcial, la corriente en los inductores también se comporta de acuerdo a (3.52) y (3.53), se obtiene que la corriente de entrada en este convertidor es

$D > 0,5$, $t \in [0, T_s]$

$$i_{in}(t) = \begin{cases} I_{out} + \overbrace{i_{L1}(t) + i_{L2}(t)}^{\text{Buck Boost}}, & 0 \leq t < (D - 0,5)T_s \\ I_{out} + i_{L1}(t), & (D - 0,5)T_s \leq t < T_s/2 \\ I_{out} + i_{L1}(t) + i_{L2}(t), & T_s/2 \leq t < DT_s \\ I_{out} + i_{L2}(t), & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.54)$$

$D < 0,5$, $t \in [0, T_s]$

$$i_{in}(t) = \begin{cases} I_{out} + \overbrace{i_{L1}(t)}^{\text{Buck Boost}}, & 0 \leq t < DT_s \\ I_{out}, & DT_s \leq t < T_s/2 \\ I_{out} + i_{L2}(t), & T_s/2 \leq t < (0,5 + D)T_s \\ I_{out}, & (0,5 + D)T_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.55)$$

De las expresiones (3.54) y (3.55) se puede derivar también que, para el caso específico de $D = 0,5$, los períodos en los que ambos inductores o ningún inductor se cargan desaparecen, lo que produce que la corriente i_{in} esté compuesta únicamente por los períodos alternantes de carga de los inductores, sumados a la corriente en la salida del convertidor:

$$i_{in}(t) = \begin{cases} I_{out} + i_{L1}(t), & 0 \leq t < T_s/2 \\ I_{out} + i_{L2}(t), & T_s/2 \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.56)$$

Una comparación entre la forma de onda de la corriente $i_{in}(t)$ en el convertidor parcial boost y el convertidor boost de potencia completa se presenta en la figura 3.11 para distintos ciclos de trabajo.

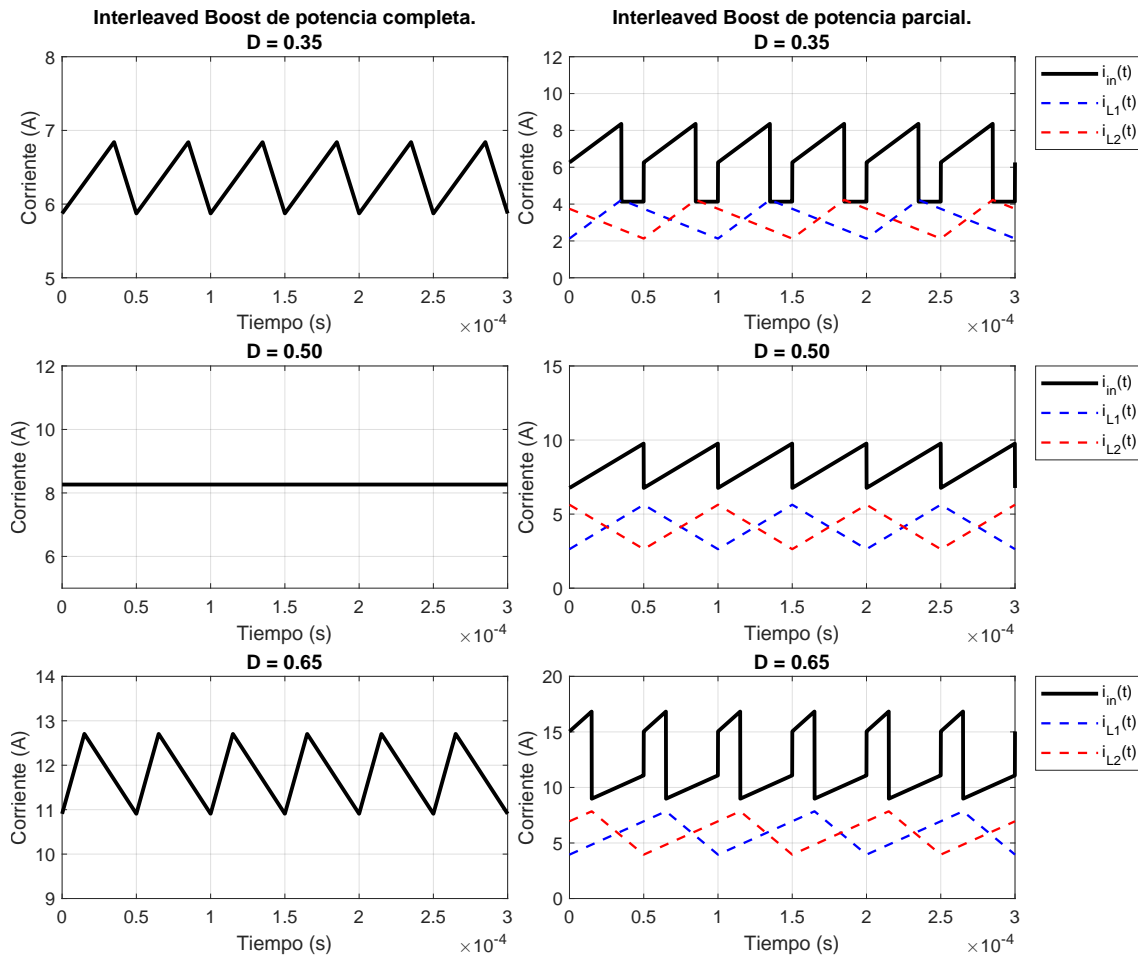


Figura 3.11. Formas de onda de $i_{in}(t)$ en convertidor boost de potencia completa y potencia parcial interleaved de 2 canales, $V_{in} = 60[V]$, $L = 1[mH]$.

3.3.2. Tensión $v_{in}(t)$ y condensador C_{in}

Como se mencionó previamente, el análisis anterior se realiza a partir de la simplificación del circuito, que considera la entrada de este como una fuente de tensión continua ideal. Sin embargo, como se presentó en la figura 3.2, en la práctica, el convertidor es alimentado por celdas fotovoltaicas que, como se señaló en la sección 2.1, se comportan como una fuente de corriente continua, entregando corriente y tensión DC de acuerdo con su punto de operación. Lo anterior, junto con el hecho de que los módulos PV poseen una respuesta tensión-corriente relativamente lenta y no pueden proveer corriente transitoria rápida, produce que el sistema deba insertar un *buffer* entre el módulo PV y el convertidor en forma de un condensador.

De esta manera, el condensador de entrada C_{in} proporciona la corriente instantánea $i_{in}(t)$ necesaria para los eventos de conmutación en el convertidor, al mismo tiempo que mantiene la tensión de entrada $v_{in}(t)$ aproximadamente constante durante un ciclo de conmutación y filtra los componentes de alta frecuencia en la corriente $i_{pv}(t)$ de manera que el módulo fotovoltaico perciba el convertidor como una carga DC.

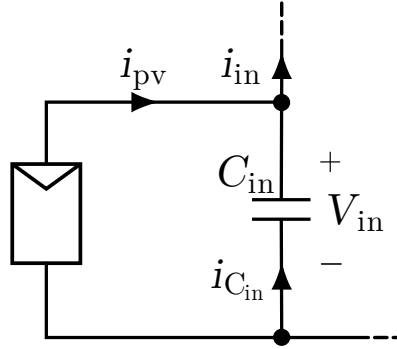


Figura 3.12. Variables en la entrada del convertidor boost de potencia parcial y potencia completa.

Si consideramos la corriente proveniente de las celdas PV como aproximadamente constante para un ciclo de conmutación, y si también se ignoran las pérdidas en el convertidor, de manera que la potencia de entrada sea igual a la potencia de salida, se tiene que

$$V_{in} \cdot I_{pv} = V_{out} \cdot I_{out} \iff I_{pv} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in}} = \frac{I_{out}}{1 - D} \quad (3.57)$$

De esta manera, se puede obtener la corriente en el condensador de entrada $i_{C_{in}}(t)$ mediante la expresión (3.58), de acuerdo con la figura 3.12.

$$i_{C_{in}}(t) = i_{in}(t) - I_{pv} \quad (3.58)$$

Así, en el convertidor boost tradicional de potencia completa, la corriente en el condensador de entrada está dada por la expresión (3.59). Finalmente, el ripple en la tensión de entrada del convertidor boost tradicional de potencia completa $\Delta V_{in,PC}$ se obtiene integrando esta corriente a lo largo de uno de los tramos de los que está compuesta. Dado que el valor medio de la corriente en el inductor I_L es igual al valor medio de la corriente de entrada I_{in} , y que la relación (3.16) también se cumple en el boost tradicional, los términos dentro del paréntesis de la ecuación (3.60) permiten que el ripple de tensión en el convertidor boost tradicional sea aproximadamente nulo ².

$$i_{C_{in},PC}(t) = \begin{cases} I_L - \frac{\Delta I_L}{2} + \frac{\Delta I_L}{DT_s} \cdot t - \frac{I_{out}}{1 - D}, & 0 \leq t < DT_s \\ I_L + \frac{\Delta I_L}{2} - \frac{\Delta I_L}{(1 - D)T_s} \cdot (t - DT_s) - \frac{I_{out}}{1 - D}, & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.59)$$

$$\Delta V_{in,PC} = \frac{DT_s}{C_{in}} \left(I_L - \frac{I_{out}}{1 - D} \right) \approx 0 \quad (3.60)$$

²La presencia de elementos parásitos, sumada a la naturaleza lenta de los módulos PV como fuente de corriente, provoca que en la práctica si exista un ripple de tensión en este condensador, aunque es básicamente despreciable, y como se explica a continuación, considerablemente inferior al observable en un convertidor boost de potencia parcial

Para el convertidor boost de potencia parcial, se puede realizar exactamente el mismo análisis, teniendo en este caso que la corriente en el condensador de entrada está ahora dada por la expresión (3.61), la cual, integrando, nos entrega finalmente el ripple en la tensión de entrada del convertidor de potencia parcial (3.62), proporcional a la corriente en la salida del convertidor.

$$i_{C_{in},PP}(t) = \begin{cases} -I_{out} \frac{D}{1-D} + I_L - \frac{\Delta I_L}{2} + \frac{\Delta I_L}{DT_s} \cdot t, & 0 \leq t < DT_s \\ -I_{out} \frac{D}{1-D}, & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.61)$$

$$\Delta V_{in,PP} = \frac{DT_s}{C_{in}} I_{out} \quad (3.62)$$

El mismo análisis se puede realizar para la configuración de dos canales, en la cual, para la topología de potencia completa, se tiene que el ripple de tensión en la entrada es nuevamente nulo $\Delta V_{in,PC} \approx 0$, mientras que para el convertidor de potencia parcial, dependerá de si este se opera con un ciclo de trabajo por encima o por debajo de 0.5. De esta manera, con las expresiones (3.54), (3.55) y (3.58) se obtiene que el ripple de tensión de entrada en el convertidor parcial $\Delta V_{in,PP}$ para la configuración interleave está dado por

D > 0,5

$$\Delta V_{in,PP} = (D - 0,5) \frac{T_s}{C_{in}} I_{out} \quad (3.63)$$

D < 0,5

$$\Delta V_{in,PP} = \frac{D(D - 0,5)}{D - 1} \frac{T_s}{C_{in}} I_{out} \quad (3.64)$$

A partir de (3.63) y (3.64), se representa el valor de ΔV_{in} en función de D para $\frac{T_s I_{out}}{C_{in}}$ constante en la figura 3.13. Se observa que se tiene un mínimo en $D = 0,5$, en el que el ripple de tensión teóricamente se anula. Además, el delta de tensión en la entrada es proporcional al ciclo de trabajo cuando este es mayor a 0.5, pero posee un máximo local entre 0 y 0.5. Es importante mencionar que las expresiones (3.63) y (3.64), así como la figura 3.13, representan la magnitud de la variación de tensión y no el porcentaje de este Δ con respecto al valor medio de la variable ($\Delta V_{in}/V_{in}$), que es la métrica con la que se compararán los convertidores en el capítulo 5.

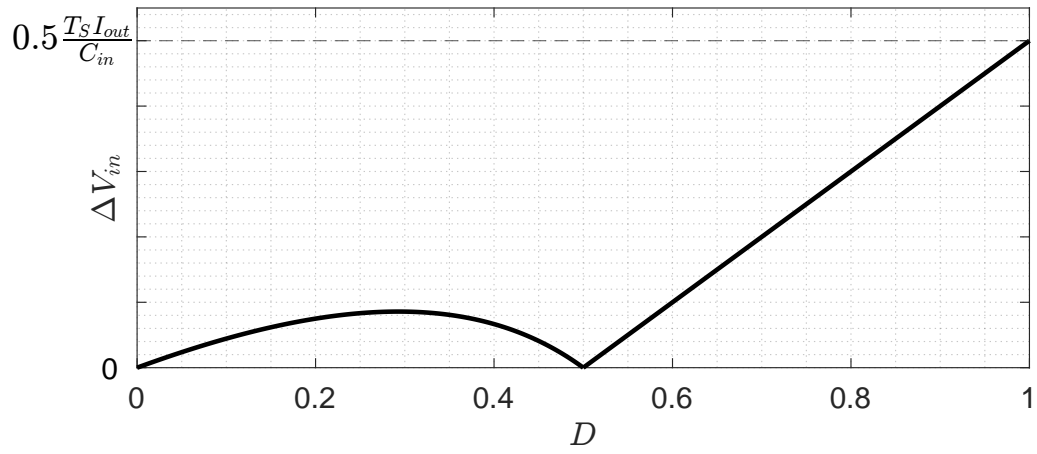


Figura 3.13. ΔV_{in} en función de D en el convertidor Boost parcial en interleave.

Capítulo 4

Modulación y control

En este capítulo se presenta el esquema de control del convertidor y se desarrolla un modelo lineal para el ajuste de dicho esquema de control.

En la sección 4.1 se desarrolla un modelo de pequeña señal para obtener el modelo de la planta del convertidor. Las secciones 4.2 y 4.3 describen, respectivamente, el esquema de modulación y control a implementar en el convertidor, tanto a nivel de simulación como en la etapa experimental. La sección 4.4 detalla los parámetros escogidos del convertidor parcial, y finalmente, en la sección 4.5 se comentan los ajustes de los parámetros de los controladores.

4.1. Modelo de la planta y linealización

En esta sección, se presenta el proceso de linealización y derivación de un circuito equivalente para el análisis de pequeña señal de la planta. La metodología empleada se basa en la modelación exclusiva de los elementos conmutadores del circuito, lo que permite obtener un circuito equivalente específico para estos componentes, denominado modelo de conmutación PWM (*PWM Switch Model*).

La mayoría de los convertidores conmutados presenta una relación no lineal entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo. Dado que esta no linealidad proviene principalmente de los elementos conmutadores (diodo e interruptor), mientras que el resto de los componentes del convertidor son lineales [26], es posible obtener un modelo lineal aproximando el comportamiento de dichos elementos. Para ello, se sustituyen por un modelo equivalente formado por elementos lineales que reproducen las tensiones y corrientes promedio asociadas durante un ciclo de conmutación. Este modelo linealizado se incorpora posteriormente al circuito, permitiendo realizar el análisis de pequeña señal y derivar el modelo de la planta.

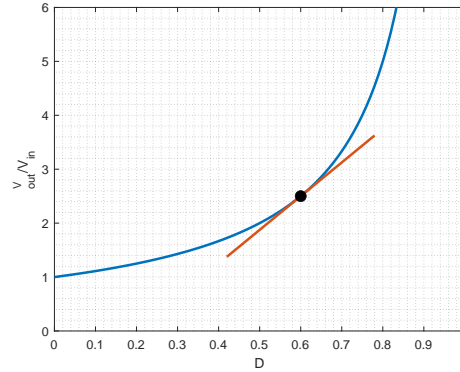


Figura 4.1. Ganancia de voltaje vs. ciclo de trabajo en convertidor parcial boost, MCC.

El objetivo de esta modelación es representar el comportamiento no lineal de la etapa de conversión mediante un modelo lineal alrededor del punto de operación definido en el diseño. En la figura 4.1, para un ciclo de trabajo determinado, en este caso $D = 0,6$, se puede trazar una recta tangente a la curva en el punto de operación del convertidor, lo que ilustra la linealización del sistema en la vecindad de dicho punto. Se observa que, cualitativamente, mientras las variaciones en D se mantengan pequeñas, el modelo lineal es válido y reproduce con precisión el comportamiento de la etapa de conversión.

De esta manera, considerando el esquema de control planteado en la sección 4.3, las funciones de transferencia que deben obtenerse son:

- $G_{v_{out}}(s) = \frac{v_{out}(s)}{i_L(s)}$
- $G_{i_{L1}}(s) = \frac{i_{L1}(s)}{D(s)}$
- $G_{i_{L2}}(s) = \frac{i_{L2}(s)}{D(s)}$

4.1.1. Modelo de pequeña señal

Para modelar el convertidor parcial boost en modo de conducción continua, se utiliza el modelo de conmutación PWM MCC (*CCM PWM switch model*) [27]. Este acercamiento permite determinar el punto de operación DC así como derivar una función de transferencia AC válida alrededor del punto de operación mencionado. El acercamiento consiste en reemplazar los componentes no lineales del convertidor, particularmente el diodo y el transistor, por un modelo compuesto únicamente por componentes lineales que, en conjunto, tengan una respuesta dinámica similar a la del circuito no-lineal original.

El proceso de promediar la conmutación PWM para obtener un modelo de circuito promedio y linealizarlo para obtener el modelo de pequeña señal se ilustra en la figura 4.2. Al promediar las corrientes y voltajes en los terminales a, p y c (terminal activo, pasivo y común, respectivamente), la conmutación puede ser representada por un transformador ideal de razón $D : 1$. El desarrollo del circuito equivalente en estado estacionario DC permite obtener las variables en el punto de operación para el estudio AC; en particular,

se busca obtener la corriente I_C y la tensión V_{ap} . Tras esto, se aplica una pequeña perturbación AC al ciclo de trabajo D para obtener el modelo de pequeña señal. El circuito equivalente está compuesto por un transformador ideal $D : 1$ y una fuente de tensión y corriente dependiente [28, 29]. Este “transformador” no es físico sino que es un elemento matemático equivalente que representa el promedio del proceso de conmutación y que $v_{out} \propto \hat{d}$. Este ”transformador” simplemente impone

$$v_{cp} = D \cdot v_{ap} ; i_a = D \cdot i_c \tag{4.1}$$

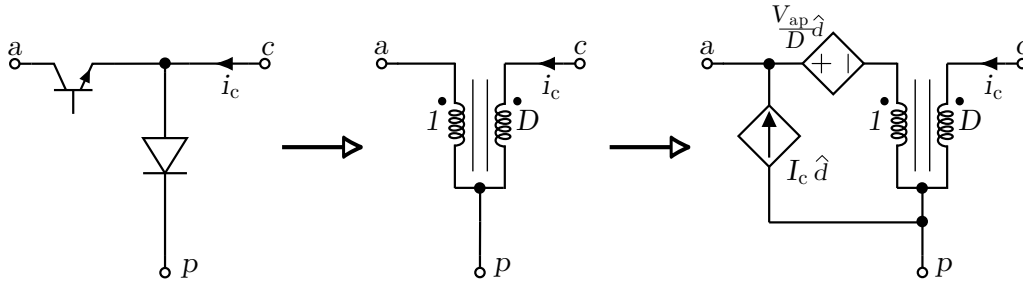


Figura 4.2. Modelo de conmutación PWM.

En este análisis, las variables en mayúscula representan el valor medio en estado estacionario o en el punto de operación. Las variables en minúscula representan el valor de las variables dependientes del tiempo. Las variables en minúscula y con un caret (\wedge) representan las variaciones AC de la respectiva variable. Por ejemplo, D representa el valor medio del ciclo de trabajo en estado estacionario, \hat{d} representa pequeñas variaciones AC en el ciclo de trabajo y $d(t)$ representa el ciclo de trabajo completo, incluyendo cualquier componente DC y AC.

Para la determinación del punto de operación DC, \hat{d} es 0, por lo que no se consideran las fuentes dependientes. El circuito equivalente resultante, mostrado en la figura 4.3, corresponde al modelo DC obtenido a partir del PWM switch model, en el cual las variables representan valores medios en régimen estacionario. Se desarrolla este circuito para encontrar el punto de operación DC, específicamente, los valores de I_{c1} , I_{c2} , V_{ap1} y V_{ap2} .

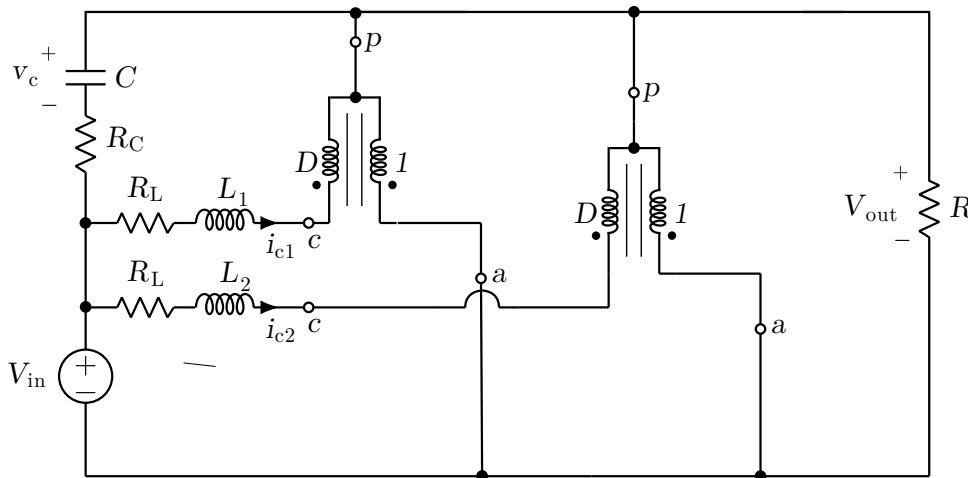


Figura 4.3. Modelo de punto de operación DC del convertidor parcial boost.

De la figura 4.3 se desprende que las corrientes i_{c1} e i_{c2} son iguales a las corrientes en los inductores i_{L1} e i_{L2} , cuyos valores medios en estado estacionario se pueden obtener mediante las expresiones desarrolladas previamente en la sección 3.2.4, por lo que se tiene:

$$I_{c1} = I_{L1} = \frac{V_{out}}{2R_{carga}(1-D)} \quad \wedge \quad I_{c2} = I_{L2} = \frac{V_{out}}{2R_{carga}(1-D)} \quad (4.2)$$

Por otra parte, las tensiones V_{ap1} y V_{ap2} son iguales al valor negativo de la tensión en la resistencia en la salida del convertidor.

$$V_{ap1} = V_{ap2} = -V_{out} \quad (4.3)$$

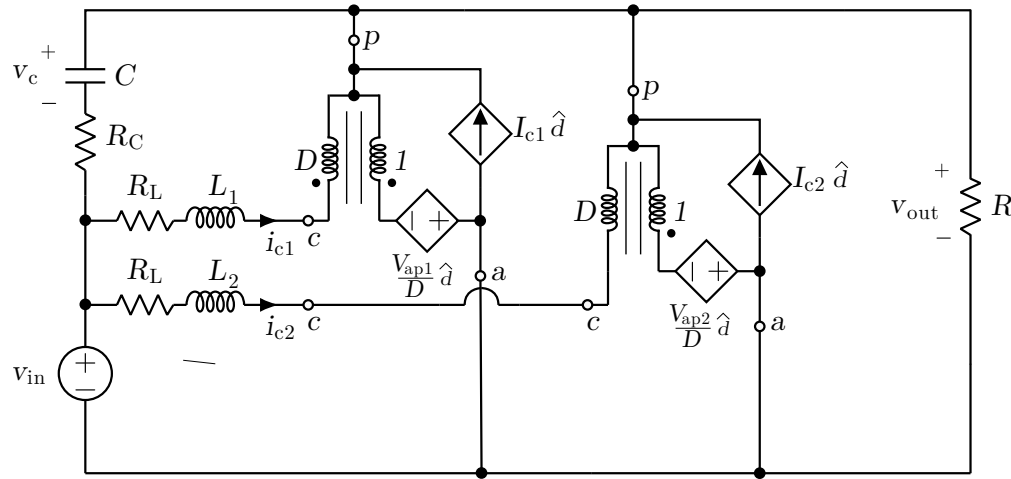


Figura 4.4. Modelo de pequeña señal de convertidor parcial boost.

Tras haber obtenido el punto de operación DC, se desarrolla el modelo de pequeña señal de la figura 4.4. Como la tensión de entrada es una fuente de tensión DC constante, esta no tiene componente AC, por lo que $\hat{v}_{in} = 0$. Las variables en el circuito se pueden encontrar usando técnicas de resolución de circuitos tradicionales de la siguiente manera:

$$C \frac{d}{dt} \hat{v}_C = \hat{i}_{L1}(1-D) + \hat{i}_{L2}(1-D) - \frac{\hat{v}_C}{R_{carga}} + (I_{L1} + I_{L2})\hat{d} \quad (4.4)$$

$$L_1 \frac{d}{dt} \hat{i}_{L1} = -R_L \hat{i}_{L1} - (1-D)\hat{v}_C + V_{out}\hat{d} \quad (4.5)$$

$$L_2 \frac{d}{dt} \hat{i}_{L2} = -R_L \hat{i}_{L2} - (1-D)\hat{v}_C + V_{out}\hat{d} \quad (4.6)$$

Las ecuaciones (4.4) (4.5) (4.6) son luego abreviadas en forma de ecuaciones de estado de la forma:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \bar{x} &= A\bar{x} + B\hat{d} \\ y &= C\bar{x} \end{cases} \quad (4.7)$$

Donde,

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} \hat{v}_C \\ \hat{i}_{L1} \\ \hat{i}_{L2} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C}(1-D) & \frac{1}{C}(1-D) \\ -\frac{1}{L_1}(1-D) & -\frac{R_L}{L_1} & 0 \\ -\frac{1}{L_2}(1-D) & 0 & -\frac{R_L}{L_2} \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{2I_L}{C} \\ \frac{V_{out}}{L_1} \\ \frac{V_{out}}{L_2} \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

Así, la función de transferencia entre la actuación $d(t)$ y una salida y perteneciente al vector de variables de estado \bar{x} se puede determinar a partir de (4.7) al transformarse al dominio de Laplace:

$$\frac{y}{\hat{d}} = C(sI - A)^{-1}B \quad (4.11)$$

Para determinar las funciones de transferencia entre el ciclo de trabajo $d(t)$ y la tensión de salida $v_{out}(t)$ o las corrientes en los inductores $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$, basta con redefinir la matriz C como:

$$C = [1 \quad 0 \quad 0]$$

$$C = [0 \quad 1 \quad 0]$$

$$C = [0 \quad 0 \quad 1]$$

De esta manera, se obtiene que las funciones de transferencia de interés son de tercer orden y tienen el mismo denominador cúbico, de la forma:

$$G_{v_{out}}(s) = \frac{v_{out}(s)}{D(s)} = \frac{b_2s^2 + b_1s + b_0}{a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (4.12)$$

$$G_{i_{L1}}(s) = \frac{i_{L1}(s)}{D(s)} = \frac{c_2s^2 + c_1s + c_0}{a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (4.13)$$

$$G_{i_{L2}}(s) = \frac{i_{L2}(s)}{D(s)} = \frac{d_2s^2 + d_1s + d_0}{a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (4.14)$$

Donde los coeficientes del denominador en (4.12), (4.13) y (4.14) son

$$\begin{aligned}
 a_3 &= CL_1L_2R, \\
 a_2 &= CL_1RR_L + CL_2RR_L + L_1L_2, \\
 a_1 &= CRR_L^2 + R [D^2(L_1 + L_2) - 2D(L_1 + L_2) + (L_1 + L_2)] + R_L(L_1 + L_2), \\
 a_0 &= 2RR_L(D^2 - 2D + 1) + R_L^2
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

Los coeficientes del numerador en (4.12)

$$\begin{aligned}
 b_2 &= -2I_L L_1 L_2 R, \\
 b_1 &= -R [2I_L(L_1 + L_2)R_L + V_{out}(D - 1)(L_1 + L_2)], \\
 b_0 &= -R[2I_L R^2 + 2V_{out}(D - 1)R_L]
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

Los coeficientes del numerador en (4.13)

$$\begin{aligned}
 c_2 &= CL_1RV_{out}, \\
 c_1 &= CRV_{out}R_L + L_1 [2RI_L(1 - D) + V_{out}], \\
 c_0 &= R_L [2RI_L(1 - D) + V_{out}]
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

Finalmente, los coeficientes del numerador en la función de transferencia (4.14) son idénticos a (4.17), reemplazando L_1 por L_2 donde corresponda.

La validez del modelo de pequeña señal para la obtención del modelo de la planta puede corroborarse al comparar la respuesta en frecuencia de las expresiones obtenidas mediante dicho procedimiento con la respuesta en frecuencia del circuito simulado en PLECS, como se muestra en las Figuras 4.5 y 4.6.

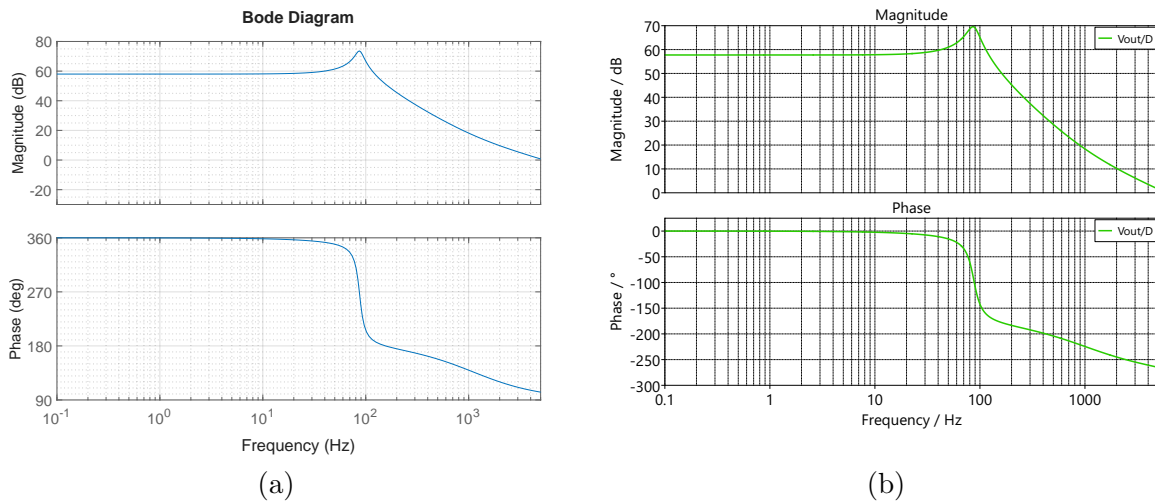


Figura 4.5. Respuesta en frecuencia $G_{V_{out}}$ (a) Modelo de pequeña señal; (b) Simulación en PLECS.

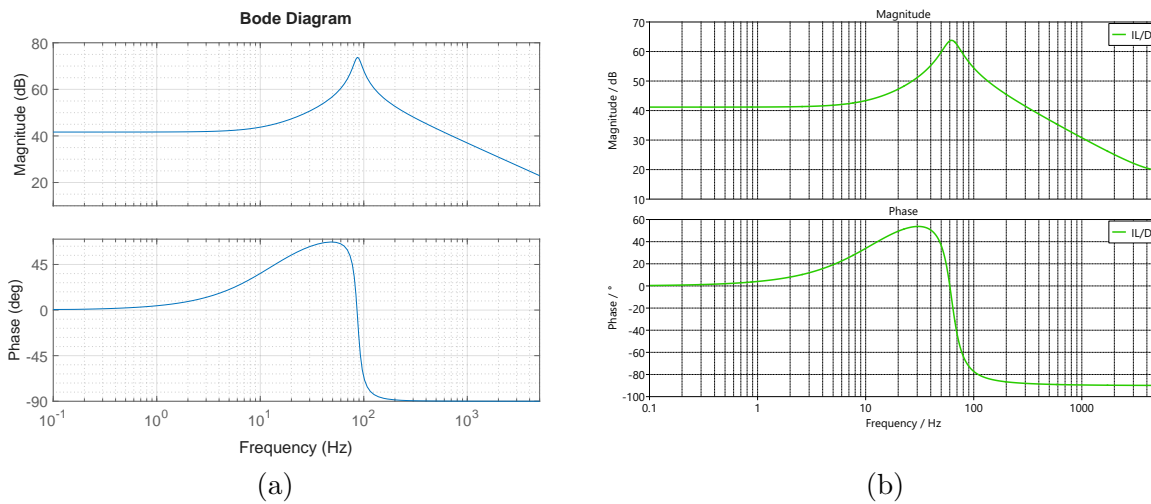


Figura 4.6. Respuesta en frecuencia G_{IL} (a) Modelo de pequeña señal; (b) Simulación en PLECS.

4.2. Modulación

La generación de los pulsos de disparo que gobiernan el encendido y apagado de los interruptores S_1 y S_2 se realiza mediante modulación por ancho de pulso con portadora triangular. En este proceso, presentado en la figura 4.7, se utilizan dos señales triangulares simétricas desfasadas medio ciclo de conmutación entre ellas para compararlas con los índices de conmutación de cada uno de los interruptores y, de esta manera, generar las señales de encendido.

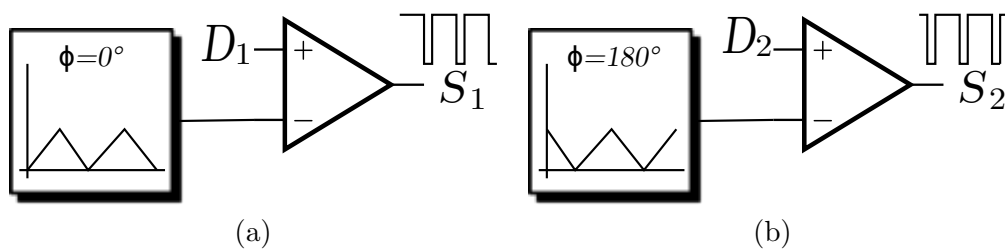


Figura 4.7. Modulación. (a) S_1 ; (b) S_2 .

4.3. Esquema de control

El objetivo y las pruebas relevantes a realizar en el convertidor requieren mantener la tensión V_{out} constante ante variaciones en la tensión de entrada y perturbaciones en la carga, mediante la manipulación del ciclo de trabajo D con el que operan los interruptores del convertidor. De esta manera, la estrategia de control escogida consiste en un lazo de control de corriente anidado en el lazo de control de tensión; es decir, realiza el control de V_{out} mediante el control de la corriente i_L , y el control de esta corriente se lleva a cabo mediante el ajuste del ciclo de trabajo D .

El esquema de control propuesto se presenta en la figura 4.8. Del lazo externo de

control para la tensión de salida V_{out} se obtiene la referencia de corriente I_L^* a ser extraída de los inductores. Posteriormente, esta referencia se divide igualmente entre los dos canales del convertidor, cada uno con su respectivo lazo de control de corriente, PI_{iL1} y PI_{iL2} . Finalmente, estos lazos de control de corriente son los que fijan los ciclos de trabajo D_1 y D_2 de sus respectivos interruptores.

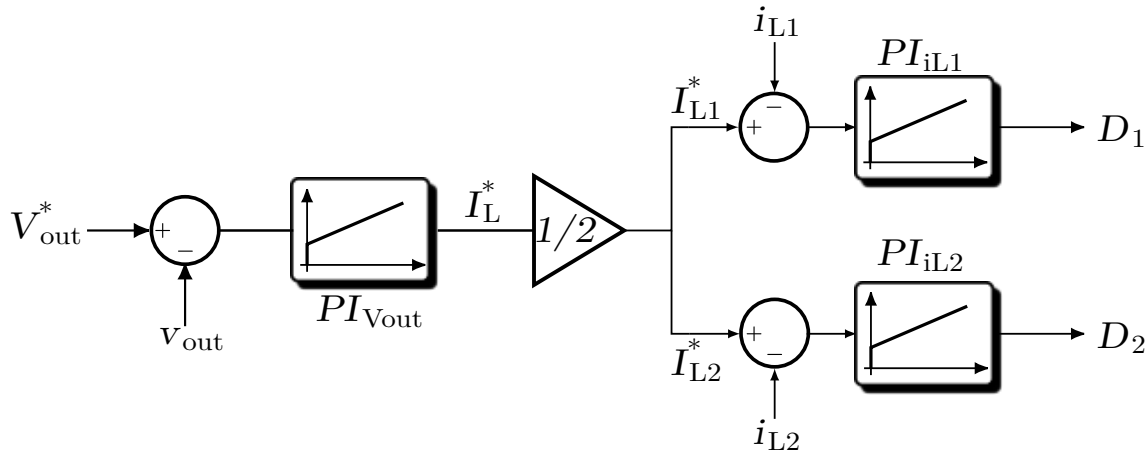


Figura 4.8. Esquema de control de tensión de salida del convertidor.

4.4. Parámetros del convertidor

El procedimiento para el dimensionamiento de componentes de acuerdo con los parámetros y características deseadas del convertidor parcial se puede derivar del modelo matemático desarrollado en la sección 3.2, en conjunto con métodos estándar para la selección de componentes de convertidores de modo de conmutación DC tradicionales presentes en la literatura [27, 30]. Se establecen los parámetros básicos deseados del convertidor en operación nominal:

- Tensión de salida $V_{out} = 220[V]$
- Rango de tensiones de entrada $V_{in} = 40 - 60[V]$
- Potencia nominal $P_{nom} = 1[kW]$
- Frecuencia de conmutación $f_{sw} = 10[kHz]$
- Ripple máximo de corriente de inductores $\Delta i_L \leq 30\% I_{L,nom}$
- Ripple máximo de tensión de salida $\Delta v_{out} \leq 1\%$

En primer lugar, es importante definir el ciclo de trabajo nominal y máximo con el cual operará el convertidor, ya que si se llega a ciclos de trabajo muy por encima del nominal, la variación de ganancia ante pequeñas perturbaciones en D se volverá demasiado alta, lo que implica que el modelo de planta linealizada obtenido en esta sección ya no representará el comportamiento del convertidor y, en consecuencia, el esquema de control podría presentar dificultades para mantener una tensión de salida estable.

El valor de D_{max} se calcula mediante la expresión de ganancia para la condición de tensión de entrada mínima, en condición de MCC, ya que, como se mostró en la sección 3.2, mantener la tensión de salida constante a medida que se reduce la carga por debajo del límite entre MCC y MCD implica reducir el ciclo de trabajo.

$$D_{nom} = 1 - \frac{V_{in,(nom)}}{V_{out}} = 0,727 ; D_{max} = 1 - \frac{V_{in,(min)}}{V_{out}} = 0,818 \quad (4.18)$$

Para efectos de este trabajo, se escoge que el límite entre MCC y MCD del convertidor ocurra para una potencia en el rango de 10 % a 30 % de la potencia nominal, lo que, de acuerdo a la expresión para inductancia crítica (3.50), se obtiene que el valor para los inductores del convertidor queda acotado al rango:

$$0,875 [mH] \leq L_{1,2} \leq 2,62 [mH] \quad (4.19)$$

Por simplicidad, se escoge un valor de inductor de $L = 1mH$, lo que fija el límite entre MCD y MCC a 262.2 W en condiciones nominales; es decir, por debajo de esta potencia, el convertidor entra en MCD.

Adicionalmente, se desea que el ripple máximo de corriente en los inductores sea menor a 30 % de la corriente media nominal total en los inductores; es decir,

$$\Delta i_L \leq 0,3 \cdot \frac{I_{out,nom}}{(1 - D_{nom})} = 5 [A] \quad (4.20)$$

Como este ripple está dado por la expresión (3.20), se puede obtener que el valor del inductor mínimo que garantiza este ripple para una tensión de entrada y un ciclo de trabajo nominal es

$$L_{1,2} \geq 0,872 [mH] \quad (4.21)$$

lo que cumple con el valor de inductor seleccionado anteriormente.

Finalmente, los condensadores C_S y C_{in} se dimensionan ambos considerando un ripple de tensión igual o menor al 1 % a partir de las expresiones (3.24) y (3.63) respectivamente. Así se obtiene que los valores mínimos de estas capacitancias son

$$C_S \geq 75 [\mu F] \quad (4.22)$$

$$C_{in} \geq 86 [\mu F] \quad (4.23)$$

En base a estos criterios, se escogen los parámetros de los componentes que formarán parte del convertidor a simular en el capítulo 5. En la tabla 4.1 se resumen las especificaciones del convertidor parcial, mientras que la figura 4.9 ilustra los modos de conducción para dicho convertidor en función de la carga, considerando un voltaje de entrada en el rango de 40 a 60 [V].

Tabla 4.1
RESUMEN ESPECIFICACIONES DEL CONVERTIDOR PARCIAL BOOST.

Símbolo	Parámetro	Valor
V_{in}	Voltaje entrada	40 - 60 [V]
V_{out}	Voltaje salida	220 [V]
$P_{out} @ R_{carga}$	Carga resistiva nominal	1000 [W] @ 48.4 [Ω]
$P_{out,B} @ R_{carga,B}$	Carga limite entre MCC y MCD a tensión nominal	262.2 [W] @ 184.5 [Ω]
f_{sw}	Frecuencia de conmutación	10 [kHz]
L_1, L_2	Inductores	1 [mH]
C_{in}	Capacitor de entrada	500 [μF]
C_S	Capacitor de salida	500 [μF]
ΔI_L	Ripple de corriente de inductor nominal	26 %
ΔV_{out}	Ripple de tensión de salida nominal	< 1 %

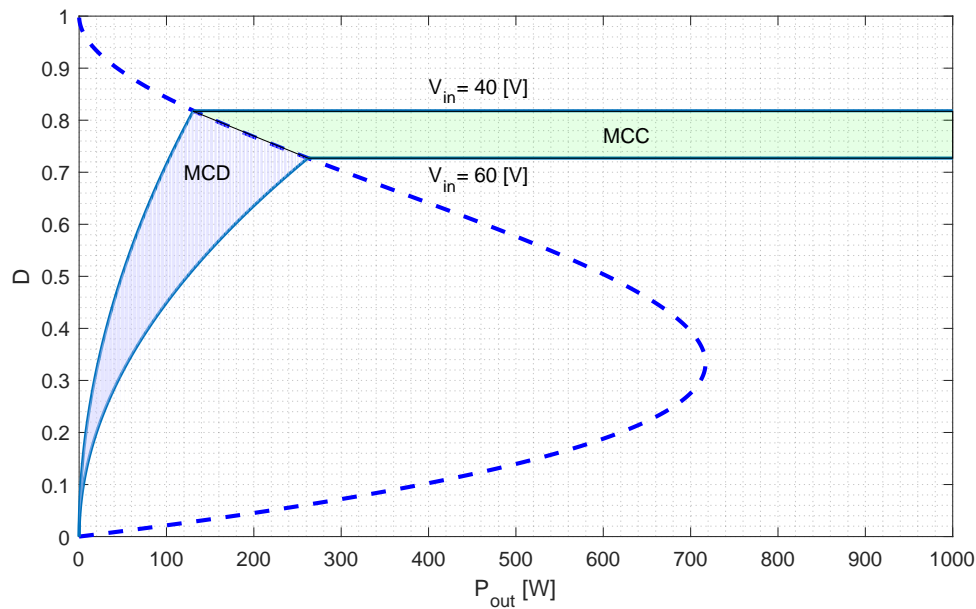


Figura 4.9. Operación del convertidor en función de la potencia de salida.

4.5. Ajuste de controladores

Los ajustes de los controladores se realizaron mediante la discretización de las plantas derivadas en la sección 4.1 y los parámetros del convertidor presentados en la tabla 4.1. Los ajustes específicos se realizaron mediante la herramienta **rltool** de Matlab.

Para la obtención del modelo de la planta del lazo externo, se utilizaron las funciones de transferencia entre la corriente en los inductores y el ciclo de trabajo, y la función de transferencia entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo. Estas funciones pueden usarse para obtener la función de transferencia entre la tensión de salida y la corriente en los inductores (4.24).

$$\frac{v_{out}(s)}{i_L(s)} = \frac{v_{out}(s)/D(s)}{i_L(s)/D(s)} = \frac{G_{v_{out}}(s)}{G_{i_L}(s)} \tag{4.24}$$

El ajuste de los controladores se realiza tomando como criterio que el ancho de banda del lazo interno de corriente sea igual o menor a 0.1 veces el tiempo de muestreo, y el ancho de banda del lazo externo de tensión sea igual o menor a 0.1 veces el ancho de banda del lazo interno de corriente.

En (4.25) se presenta el controlador en tiempo discreto para los lazos internos de corriente i_{L1} e i_{L2} en los inductores. Se consideró un ancho de banda de lazo cerrado de 1kHz y un factor de amortiguamiento de 0.707.

$$PI_{iL1}(z) = PI_{iL2}(z) = \frac{0,0308(z - 0,794)}{z - 1} \quad (4.25)$$

Para el controlador del lazo externo de tensión en (4.26), se elige un ancho de banda de lazo cerrado de 100Hz y un factor de amortiguamiento de 0.707.

$$PI_{Vout}(z) = \frac{1,095(z - 0,975)}{z - 1} \quad (4.26)$$

Todos los controladores fueron implementados con sus respectivos esquemas de anti-enrollamiento [31]. El esquema de control completo, incluyendo esquemas de anti-enrollamiento en el dominio z , se muestra en la figura 4.10, donde c_∞ es el valor de la función de transferencia del controlador en $z \rightarrow \infty$, es decir, K_p . En tiempo discreto, el valor actual del parámetro interno "x" de cada controlador se puede escribir como

$$x_{act} = C_1 \cdot x_{ant} + C_2 \cdot u_{ant} \quad (4.27)$$

Donde los coeficientes C_1 y C_2 se pueden escribir en función de los parámetros del controlador y el tiempo de muestreo de la siguiente forma

$$C_1 = 1 - \frac{K_i T_s}{K_p}$$

$$C_2 = \frac{-K_i T_s}{K_p^2}$$

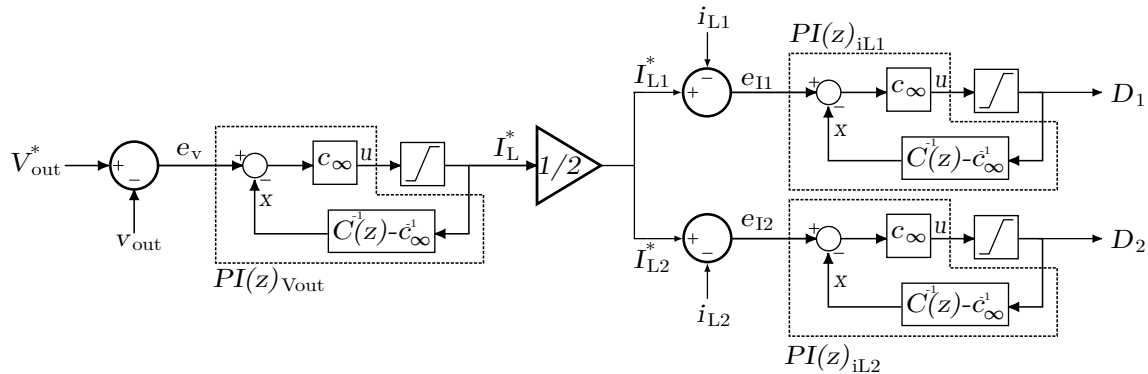


Figura 4.10. Esquema de control completo.

Tabla 4.2
RESUMEN PARÁMETROS DE CONTROL

$(K_{p,v})$	1.0952
$(K_{i,v})$	271.6
$(K_{p,iL})$	0.0308
$(K_{i,iL})$	76

Capítulo 5

Simulación

En este capítulo se presentan los resultados de las simulaciones del convertidor boost parcial realizadas en PLECS, así como una comparación del desempeño en materia de pérdidas con respecto a las simulaciones de un convertidor boost interleaved de potencia completa.

La sección 5.1 discute los resultados de la operación del convertidor en estado estacionario y sin perturbaciones. La sección 5.2 muestra los resultados de operación ante perturbaciones en la carga y variaciones en la irradiancia del módulo PV. Finalmente, la sección 5.3 presenta una comparación del desempeño del convertidor respecto a un convertidor boost interleaved convencional.

5.1. Operación en estado estacionario

Para la simulación de las celdas fotovoltaicas, tanto en el convertidor parcial como en el boost convencional, se utiliza el modelo *BP365 65W* desarrollado en [32], cuya característica I-V se presenta en la figura 5.1. Se realiza la simulación con 3 de estos paneles conectados en serie (string) para alcanzar un valor de tensión de aproximadamente 60 V en la entrada, y con suficientes strings conectados en paralelo para satisfacer los requerimientos de potencia de al menos 1 kW en la carga resistiva a la salida del convertidor. Para variar esta tensión, se optó por cambiar la cantidad de paneles que conforman el string, ya que la simulación admite valores decimales para el número de paneles conectados en serie.

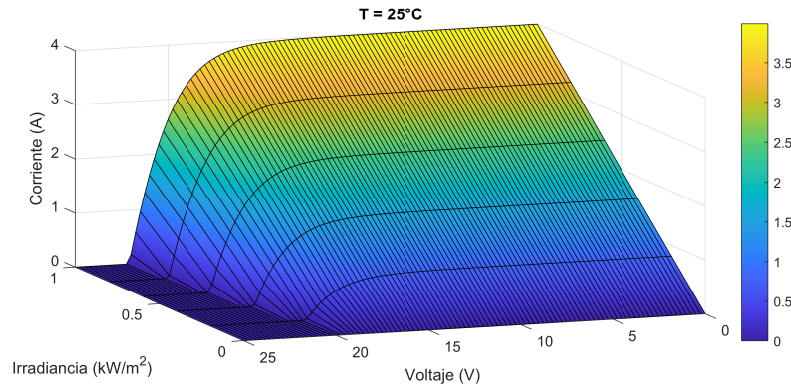


Figura 5.1. Característica I-V del módulo BP365 65W para distintas irradiancias, $T = 25^{\circ}\text{C}$.

El modelo térmico y el modelado de pérdidas en los semiconductores se desarrollaron en base a la información disponible en sus respectivas fichas técnicas y se detallan en el apéndice A.

Se simuló en primera instancia el convertidor de potencia parcial en estado estacionario, fijando el valor del ciclo de trabajo de manera que se obtuviera una tensión de 220 V en la carga, con el fin de verificar el correcto dimensionamiento de todos los componentes y el punto de operación. En la figura 5.2 se presentan las tensiones V_{in} y V_{out} del convertidor en estado estacionario y a 1 p.u. de carga. La figura 5.3 muestra las corrientes en los inductores bajo las mismas condiciones. La figura 5.4 muestra la corriente proveniente del módulo PV y la corriente i_{in} de entrada al convertidor. Todas las variables se encuentran en el valor medio asignado por diseño y con los ripples esperados. Las oscilaciones que se observan en la tensión V_{in} se deben a las variaciones en la corriente proveniente del módulo PV en la figura 5.4, de acuerdo con lo desarrollado en la sección 3.3.2.

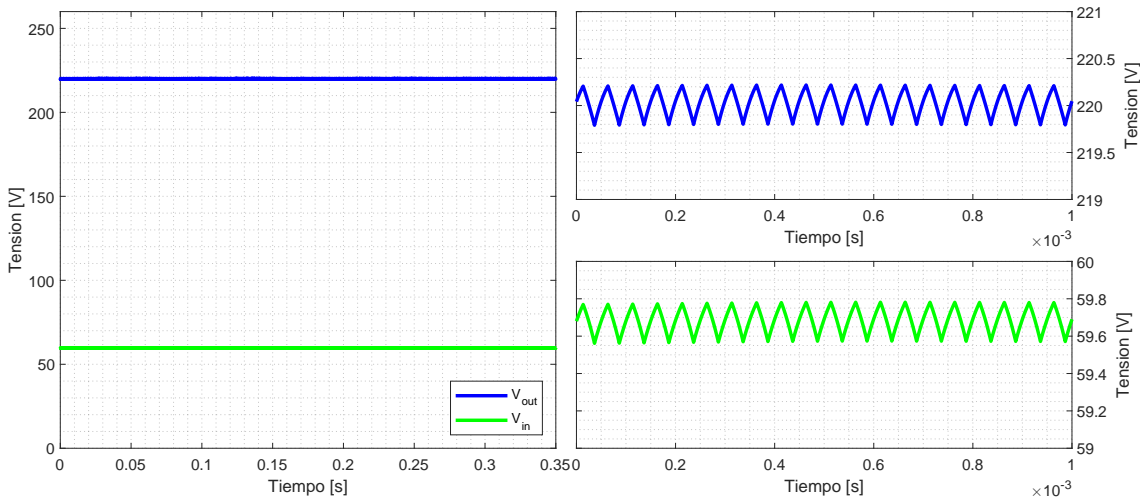


Figura 5.2. Tensiones V_{in} y V_{out} en estado, convertidor de potencia parcial.

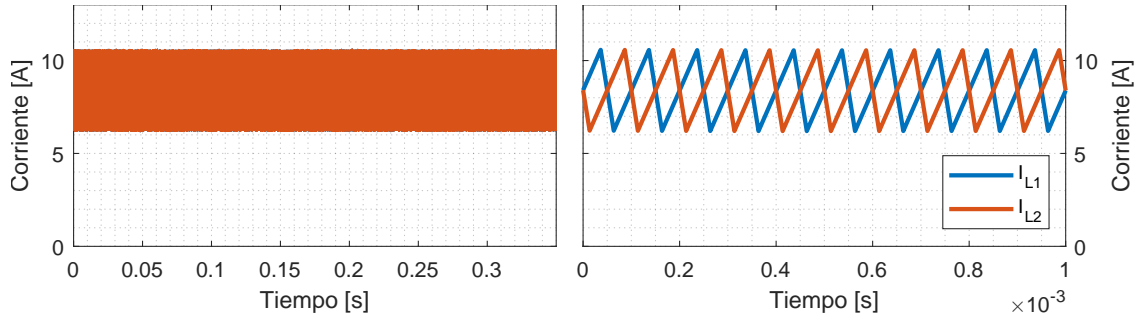


Figura 5.3. Corrientes i_{L1} e i_{L2} en estado estacionario, convertidor de potencia parcial.

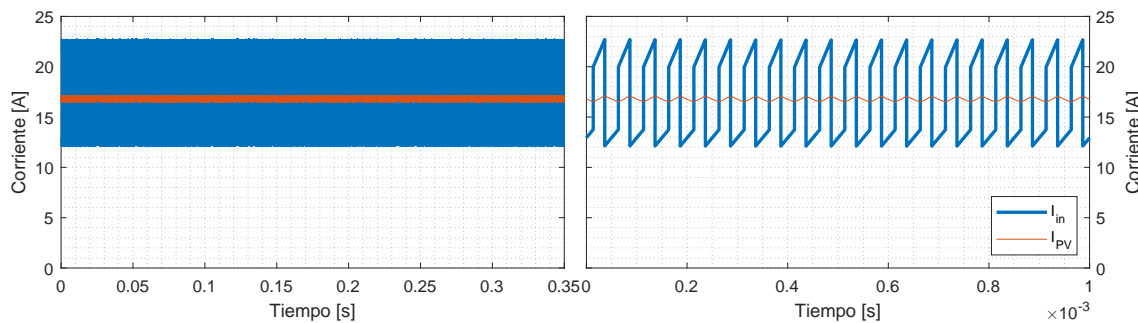


Figura 5.4. Corrientes i_{PV} e i_{in} en estado estacionario, convertidor de potencia parcial.

5.2. Control y respuesta a perturbaciones

En las figuras 5.5 se presenta la respuesta a un escalón de referencia en el lazo de corriente, comparando el ajuste en rltol(Figura 5.5(a)) con respecto a un escalón de referencia de 1 A en la simulación en plecs(Figura 5.5(b)). En las figuras 5.6 (a) y (b) se presenta la misma comparación, pero en este caso para el lazo externo de tensión, realizando un escalón de referencia de 1 V en la simulación de Plecs. Al comparar las figuras, se puede corroborar nuevamente que el modelo de la planta, derivado en el capítulo anterior, representa adecuadamente al circuito en las simulaciones. Además, se puede observar que la respuesta de los lazos se asemeja mucho a las respuestas esperadas durante la etapa de diseño y ajuste de los controladores, tanto en los tiempos que se tardan en llegar al estado estacionario como en la magnitud del sobrepaso.

Adicionalmente, se simuló el comportamiento dinámico del convertidor, fijando la referencia de la tensión V_{out} en 220 V y aplicando escalones de carga e intensidad solar en los módulos PV. En la figura 5.7 se presenta la tensión V_{out} y la corriente en los inductores ante un escalón de carga de 0.5 p.u. a 1 p.u. en $t = 0,005$ s. Se observa que las variables presentan un buen seguimiento de referencia, de acuerdo con el ajuste de los parámetros de los controladores en la sección 4.5. En la figura 5.9 se presenta la tensión V_{out} y la corriente en los inductores ante un escalón de irradiancia de $1, kW/m^2$ a $0,5, kW/m^2$ en $t = 0,005$ s. Al igual que en el caso anterior, el convertidor presenta un buen seguimiento

de la referencia y un adecuado rechazo de perturbaciones, con tiempos de respuesta dentro de lo esperado. Adicionalmente, las figuras 5.8 y 5.10 muestran el ciclo de trabajo para los eventos mencionados. En ambas figuras se observa que el ciclo de trabajo no se satura, lo que corrobora que los criterios de ajuste del control fueron adecuados.

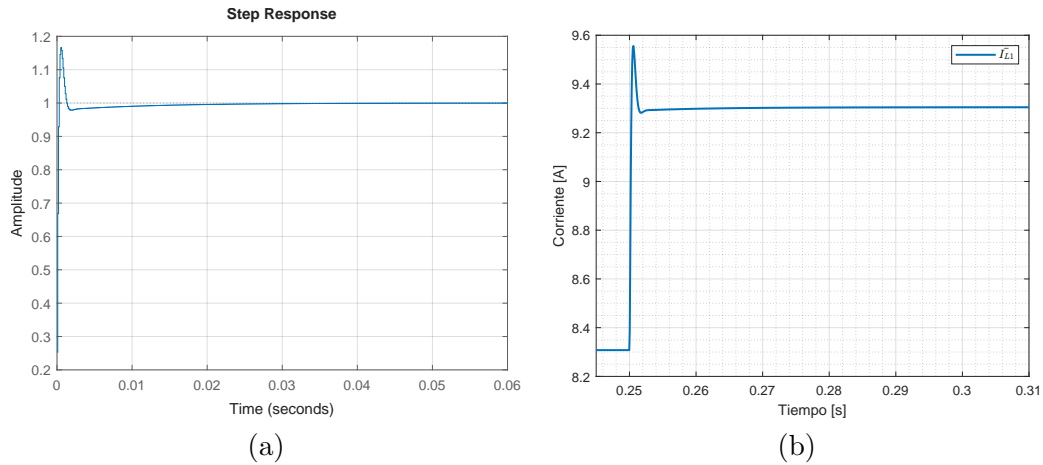


Figura 5.5. Respuesta escalón en lazo de corriente I_L . (a) rlTool; (b) Plecs.

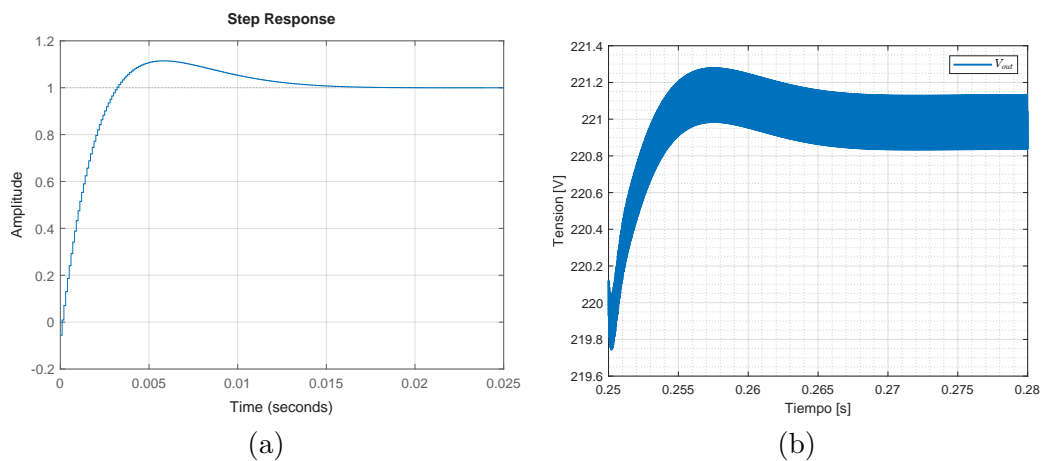


Figura 5.6. Respuesta escalón en lazo de tensión V_{out} . (a) rlTool; (b) Plecs.

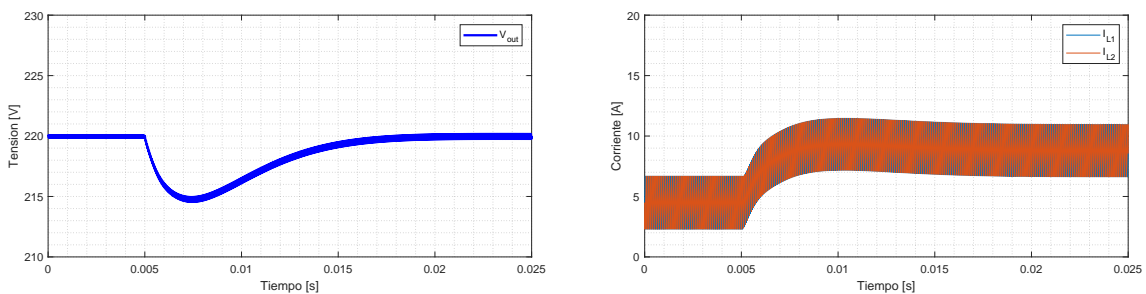


Figura 5.7. Respuesta de Tensión V_{out} y corrientes I_{L1} e I_{L2} ante escalón de carga de $0.5p.u$ a $1.0p.u$, convertidor de potencia parcial.

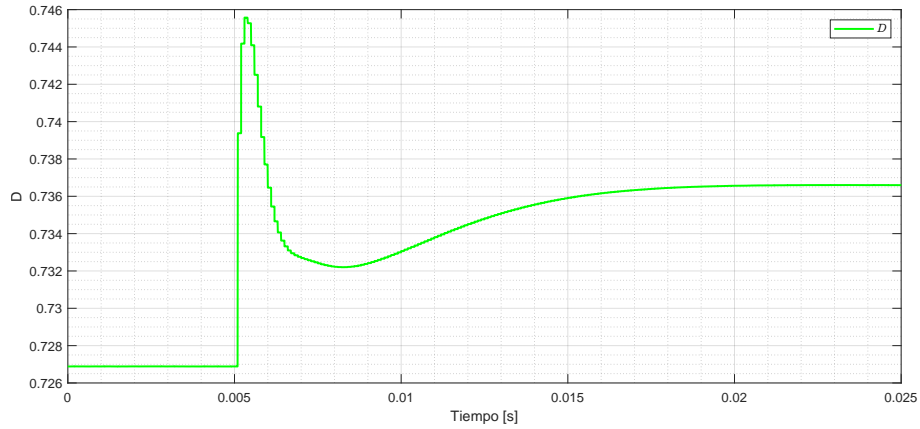


Figura 5.8. Respuesta de ciclo de trabajo D ante escalón de carga de $0.5p.u$ a $1.0p.u$, convertidor de potencia parcial.

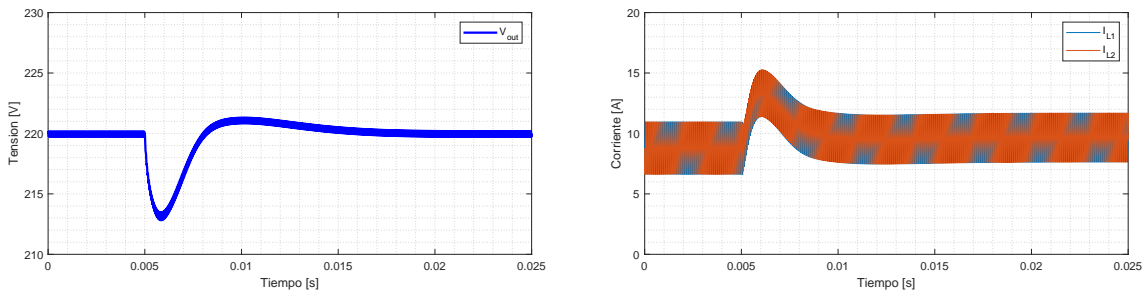


Figura 5.9. Respuesta de Tensión V_{out} y corrientes I_{L1} e I_{L2} ante escalón de irradiancia solar de $1kW/m^2$ a $0.5kW/m^2$, convertidor de potencia parcial.

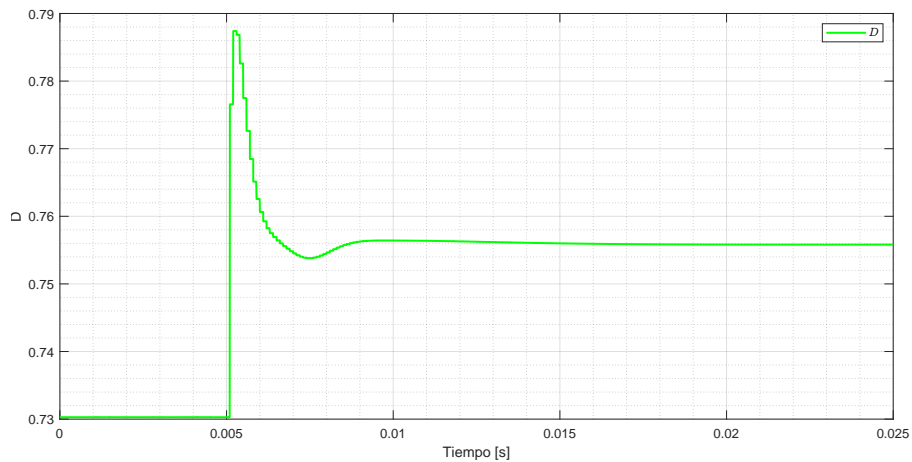


Figura 5.10. Respuesta de ciclo de trabajo D ante escalón de irradiancia solar de $1kW/m^2$ a $0.5kW/m^2$, convertidor de potencia parcial.

5.3. Comparación con boost convencional

Para estudiar el desempeño del convertidor parcial boost, se compara con respecto al convertidor boost interleaved convencional, como se muestra en la figura 5.11, en términos de eficiencia y pérdidas, así como Δ de tensión en V_{out} y V_{in} . El convertidor está compuesto por los mismos componentes y, por simplicidad, se reutiliza el esquema de control utilizado para el convertidor parcial con sus mismos ajustes.

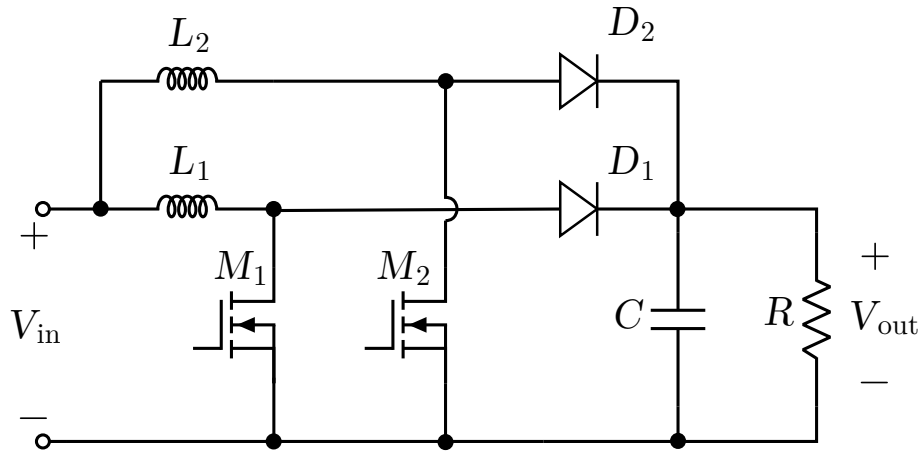


Figura 5.11. Convertidor Boost Interleaved de potencia completa.

Las figuras 5.12 y 5.13 muestran la eficiencia en ambos convertidores para distintas cargas y tensiones V_{in} respectivamente. Se observa que, dado que las tensiones y corrientes internas de los inductores, diodos y MOSFETs son idénticas, estos componentes son las únicas fuentes de pérdidas en los convertidores. La eficiencia de ambos convertidores es idéntica, tanto en función de la potencia tratada como en función de la tensión V_{in} .

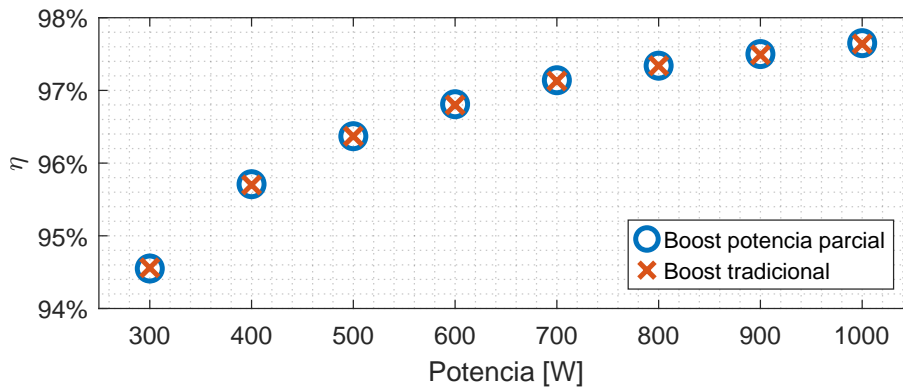


Figura 5.12. Eficiencia del convertidor boost parcial y convertidor boost tradicional en función de la potencia tratada, $V_{in} = 60[V]$.

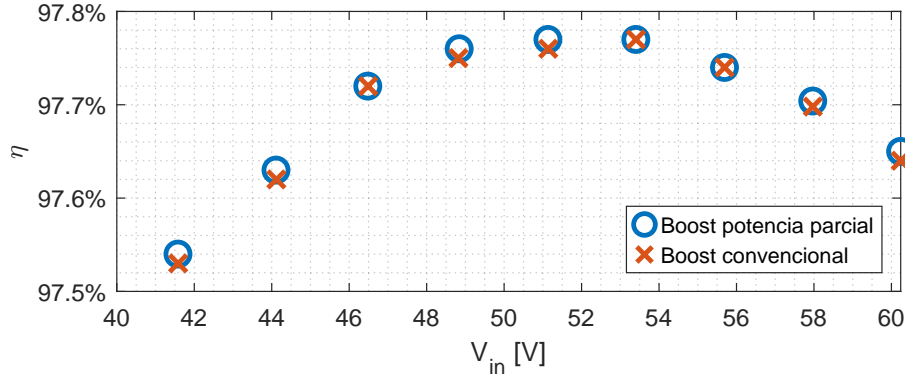


Figura 5.13. Eficiencia del convertidor boost parcial y convertidor boost tradicional en función de la tensión de entrada, $P_{out} = 1[kW]$.

Adicionalmente, se puede corroborar el procesamiento parcial de potencia en la figura 5.14, al comparar la eficiencia global del convertidor con la eficiencia esperada a partir del convertidor buck-boost que lo compone, según la expresión (5.1) derivada en el capítulo 3.

$$\eta_{global} = 1 - D \cdot (1 - \eta_{buck-boost}) \tag{5.1}$$

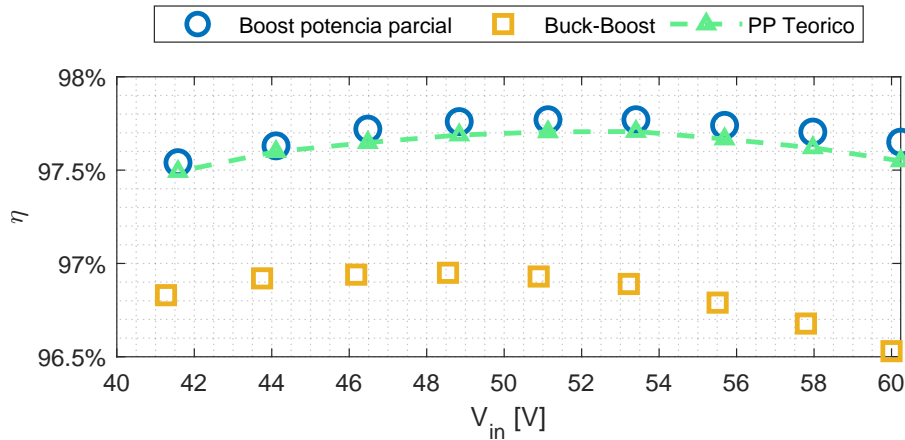


Figura 5.14. Eficiencia en función de la tensión de entrada del convertidor boost parcial, convertidor buck-boost y eficiencia teórica esperada, $P_{out} = 1[kW]$.

Las figuras 5.15 y 5.16 muestran $\Delta V_{out} \%$ como función de la tensión de entrada y la potencia en los convertidores, respectivamente. En ambos casos, se observa que el delta de voltaje en la salida es mayor en el convertidor boost de potencia parcial. Si bien el hecho de que la corriente con la que se carga y descarga el capacitor de salida es idéntica en ambos casos llevaría a pensar que el delta de tensión sería idéntico para ambos convertidores, hay que recordar que la tensión de salida en el convertidor parcial equivale a la suma de las tensiones en el condensador de salida y el condensador de entrada, teniendo este último su propio ripple de tensión, que en el caso del convertidor parcial es mayor, tal y como se observa en las figuras 5.17 y 5.18.

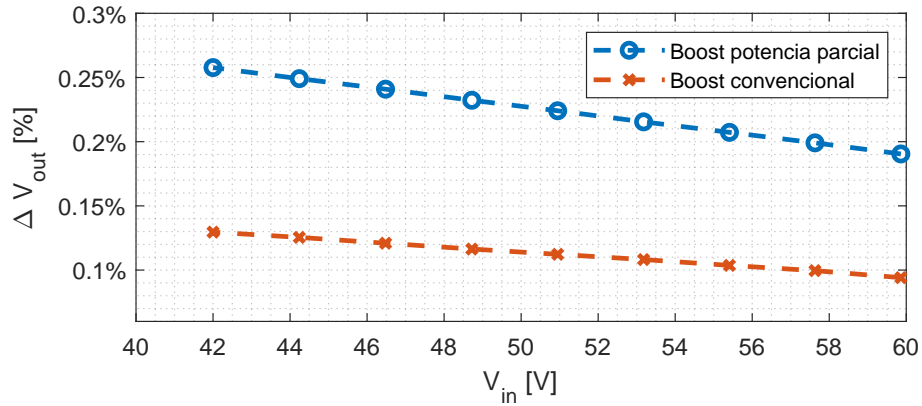


Figura 5.15. ΔV_{out} en función de la tensión V_{in} en convertidor boost parcial y convertidor boost tradicional.

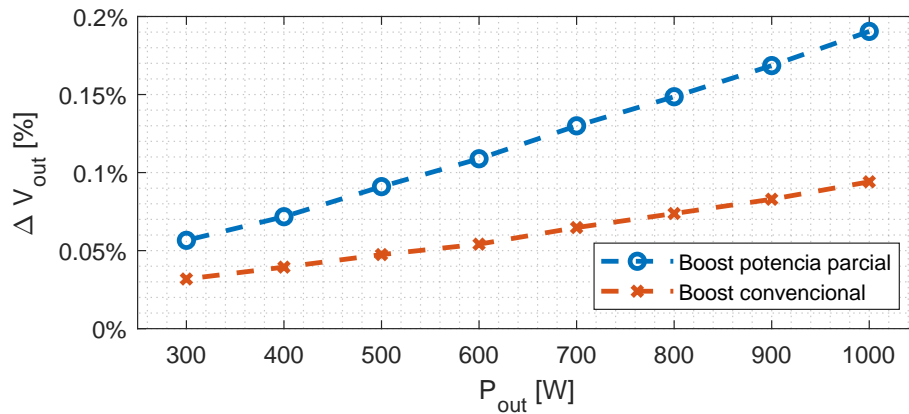


Figura 5.16. ΔV_{out} en función de la potencia en el convertidor boost parcial y convertidor boost tradicional.

Las figuras 5.17 y 5.18 muestran el ΔV_{in} % como una función del voltaje de entrada y la potencia en los convertidores. En ambos casos se observa que el delta de tensión de entrada es mayor en el caso del convertidor parcial. Este comportamiento se alinea con lo esperado de acuerdo con las expresiones (3.60) y (3.62), en las que se deduce que, mientras en el convertidor boost convencional el ripple de tensión de entrada es aproximadamente despreciable e invariante, para el convertidor boost parcial se tiene un ripple no despreciable proporcional a la carga y al ciclo de trabajo (o inversamente proporcional a la tensión de entrada).

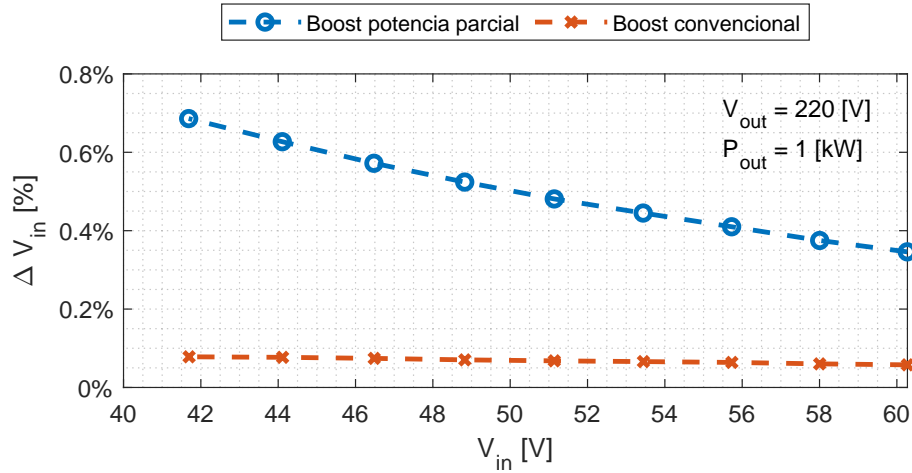


Figura 5.17. ΔV_{in} en función del voltaje V_{in} en el convertidor boost parcial y convertidor boost tradicional.

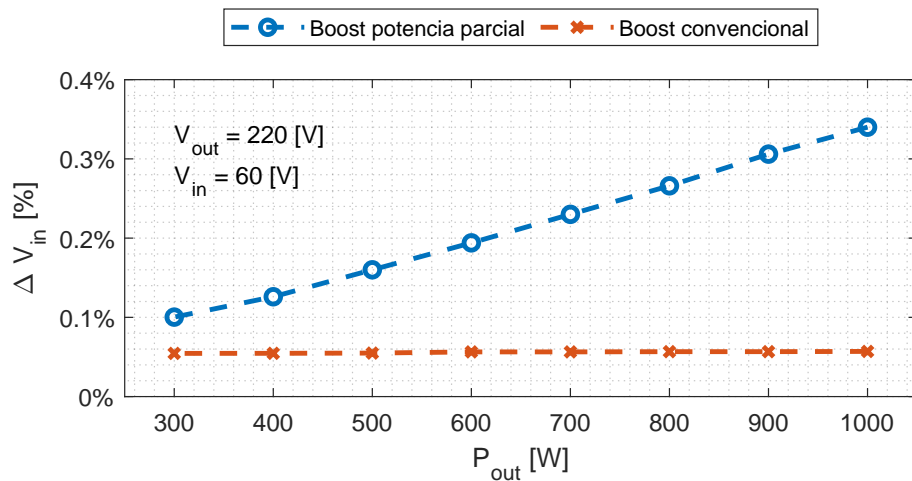


Figura 5.18. ΔV_{in} en función de la potencia en el convertidor boost parcial y convertidor boost tradicional.

Lo anterior también se puede observar al estudiar el espectro armónico de corriente i_{in} en la figura 5.19. Mientras que para el convertidor boost convencional, el casi despreciable ripple de voltaje de entrada se debe a un único componente de 20kHz (figura 5.19(b)), en el convertidor parcial se observa la presencia de armónicos, tanto de mayor magnitud como en mayores frecuencias, como se muestra en la figura 5.19(a).

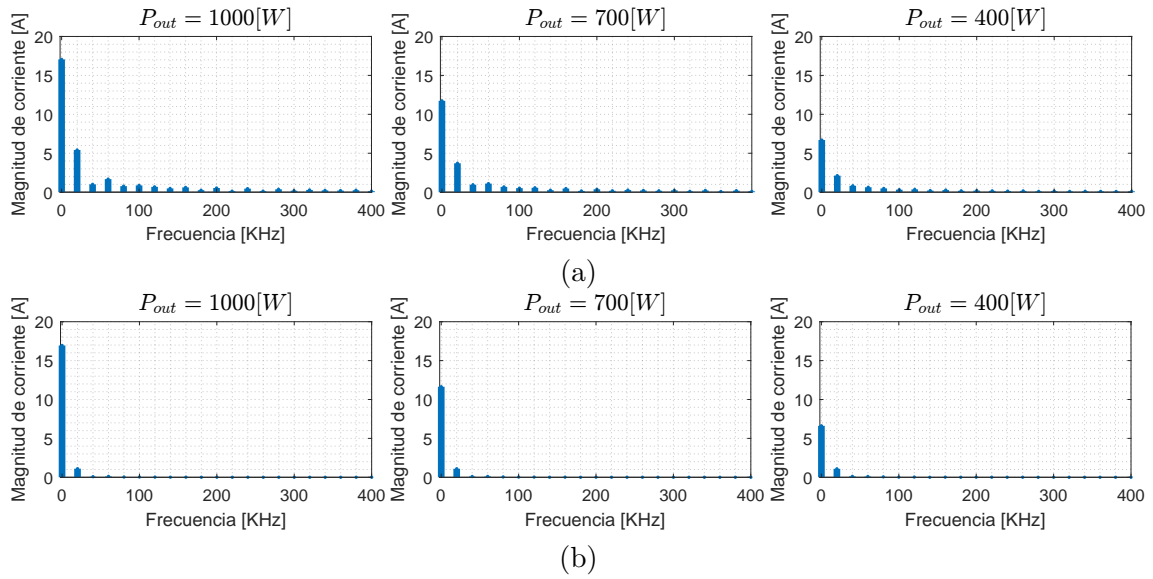


Figura 5.19. Espectro armónico de corriente i_{in} . (a) Convertidor Boost de potencia parcial; (b) Convertidor Boost convencional.

Capítulo 6

Validación experimental

En este capítulo, se muestra el procedimiento y los resultados obtenidos en el desarrollo experimental. En la sección 6.1 se detallan la configuración y los elementos utilizados en el desarrollo de las pruebas experimentales. En la sección 6.2 se muestran y discuten los resultados experimentales obtenidos en estado estacionario, la respuesta a perturbaciones, así como la eficiencia y las pérdidas del convertidor.

6.1. Disposición experimental

La disposición de los elementos utilizados en la etapa experimental se observa en la figura 6.1. Los detalles de los principales elementos que componen el sistema se discuten en las siguientes subsecciones.

6.1.1. Plataforma de control

El algoritmo de control y el procesamiento de las señales digitales se realizó en una tarjeta DSP TMS320C6713 de 225MHz, mientras que las conversiones análogo-digital y la modulación, así como la posterior generación de pulsos de disparo, se llevan a cabo en la tarjeta FPGA de 150MHz. Estas tareas se realizan en base al trabajo de Gonzalo Carrasco [33,34], en el que se desarrollaron timers con sus respectivos módulos PWM, dos convertidores análogo-digital (ADC), entre otros. La configuración de estos módulos se realiza en el software *CCStudio*, el cual luego compila y carga tanto los ajustes de los módulos en la tarjeta FPGA como el algoritmo de control en la tarjeta DSP. Adicionalmente, se conecta a la plataforma DSP+FPGA una tarjeta HPI que permite la comunicación de la plataforma con el computador y la lectura y escritura de variables mediante Matlab; y una tarjeta de fibra óptica que permite la conexión con la tarjeta de disparo de los MOSFETs. El conjunto se muestra en la figura 6.2.

Como el convertidor requiere 2 PWM con portadora triangular simétrica desfasadas entre sí, se configuran 2 timers, T0 y T1, en modo up and down, con T1 sincronizado a T0 y precargado con el valor máximo del contador de los timers. Posteriormente, se habilitan sus PWMs respectivos sin tiempo muerto.

Las conversiones análogo-digital se habilitan para que se realicen cuando el timer alcance su valor máximo (*overflow*) y su valor mínimo (*underflow*), realizando de esta manera

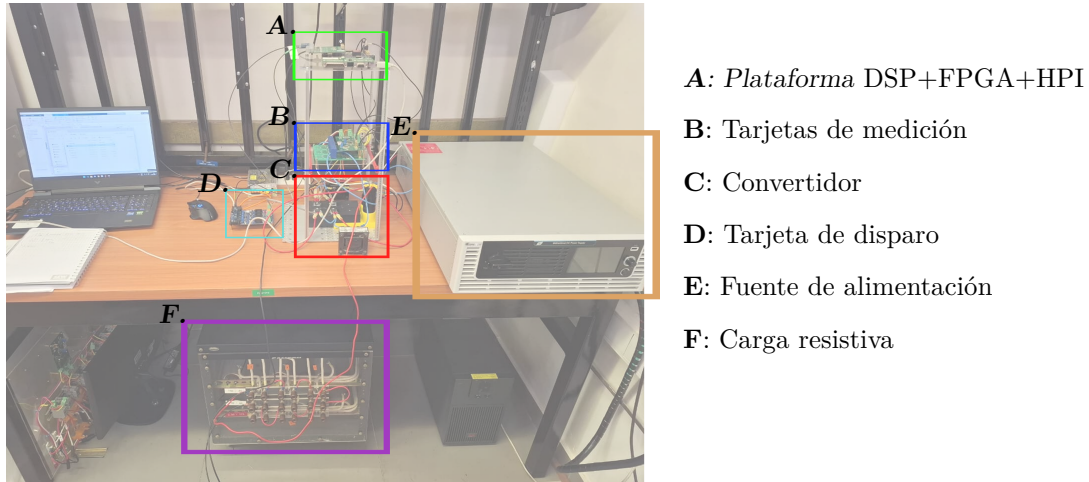


Figura 6.1. Disposición experimental.

dos conversiones por período de conmutación para cada señal. Debido a que estos mismos timers están asociados con la generación de pulsos de disparo de los MOSFETs mediante PWM, y a que la modulación se realiza mediante una portadora triangular simétrica, se tiene como consecuencia el efecto favorable de que ambas conversiones análogo-digital se llevan a cabo en el momento en que el valor instantáneo de la corriente en los inductores es aproximadamente igual al valor medio de las mismas señales, como se ilustra en la figura 6.3, lo que elimina la necesidad de filtrar las señales de corriente o utilizar otro método para obtener sus valores medios.

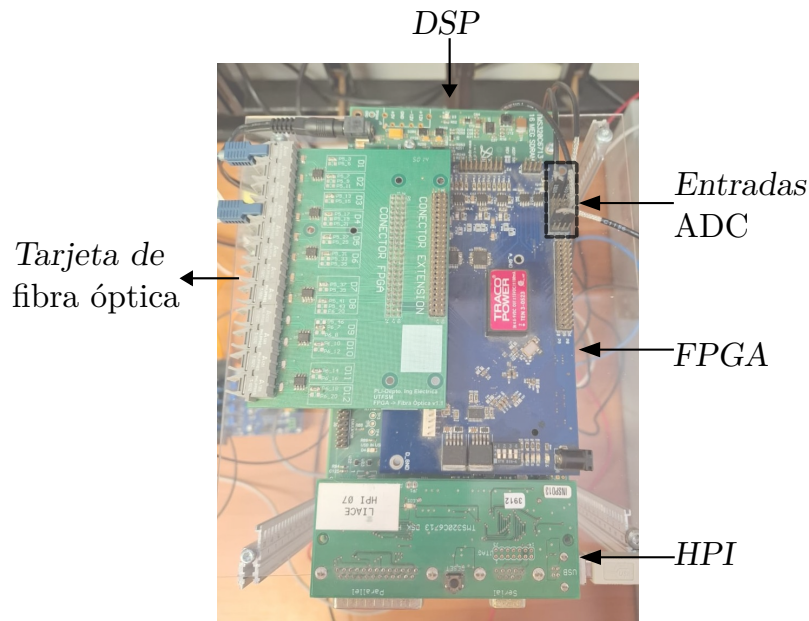


Figura 6.2. DSP+FPGA+HPI.

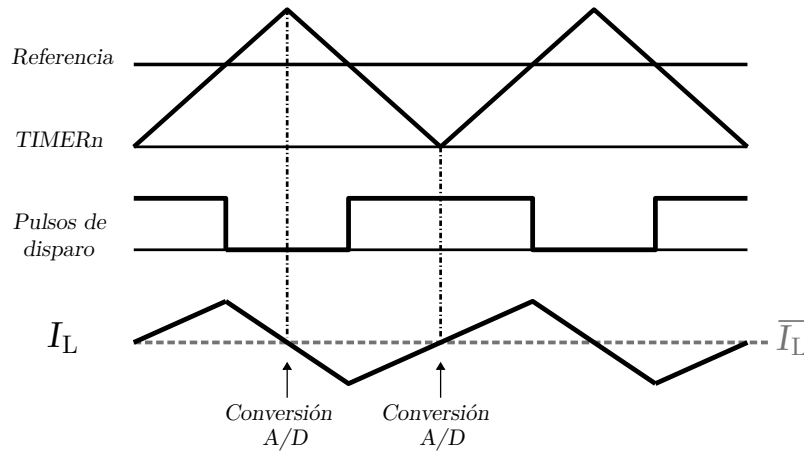


Figura 6.3. Instante de conversión análoga-digital.

6.1.2. Componentes y tarjetas de medición

Los componentes utilizados en el laboratorio se presentan en la tabla 6.1. Para los diodos se utilizaron los mismos MOSFETs que en la construcción del convertidor, pero cortocircuitando los terminales gate y source de manera que opere únicamente el body diode. Los voltajes entregados por la tarjeta de disparo se encuentran dentro de los rangos establecidos en la información proporcionada por el fabricante en la hoja técnica de los MOSFETs [35].

Tabla 6.1
COMPONENTES UTILIZADOS

Componente	Marca	Número de serie
GaN MOSFETs	Nexperia	GAN063-650WSAQ
Diodos	Nexperia	GAN063-650WSAQ (Body diode)
Inductores (L_1, L_2)	Hammond Mfg.	195C20
Condensador C_{in}	Kemet	ALS30A471DF450
Condensador C_S	Kemet	ALS70A471DB500

Las mediciones de las tensiones V_{in} y V_{out} , y de las corrientes I_{L1} e I_{L2} , se realizan en dos tarjetas de medición capaces de realizar dos mediciones de tensión y tres de corriente, respectivamente. Estas tarjetas se presentan en la figura 6.4. Las tarjetas transforman las señales de tensión y corriente medidas en voltajes en el rango de 0 a 5V mediante una serie de divisores de tensión, amplificadores operacionales y filtros. Estas tensiones de 0 a 5V son posteriormente enviadas a los módulos ADCs de la FPGA para ser digitalizadas.

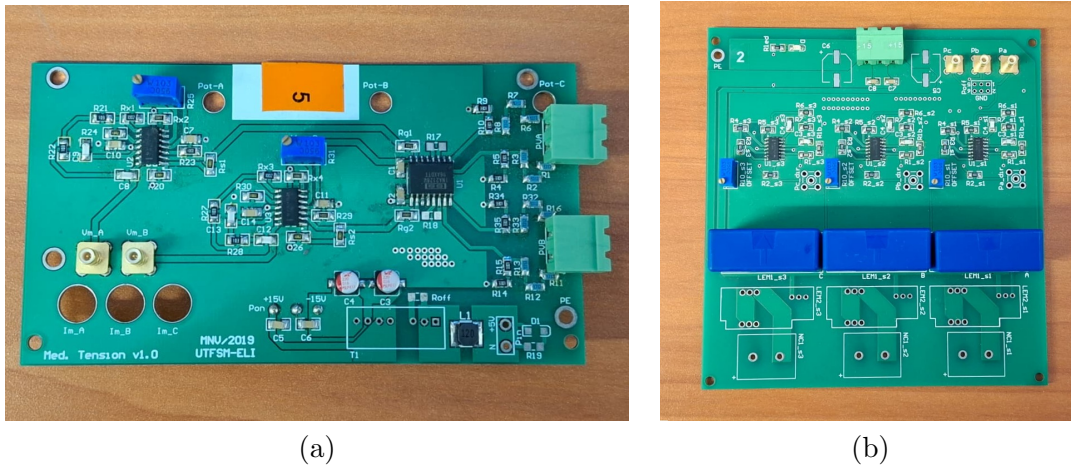


Figura 6.4. (a) Tarjeta de medición de tensión; (b) Tarjeta de medición de corriente.

6.1.3. Carga y simulador PV

La carga resistiva y la fuente de alimentación usadas en la etapa experimental se muestran en la figura 6.5. La carga permite variaciones en el nivel de carga de 15Ω y 3.5Ω , mientras que la fuente de alimentación es una fuente bidireccional *Chroma 602060D-600*. Esta fuente se puede configurar como un simulador de arreglo fotovoltaico (*Solar Array Simulator, SAS*), ya sea importando directamente la característica I-V a la fuente o construyendo la característica I-V ingresando los parámetros de corriente de cortocircuito, tensión de circuito abierto, etc. Para el trabajo experimental se utilizó esta última opción para simular el sistema fotovoltaico.

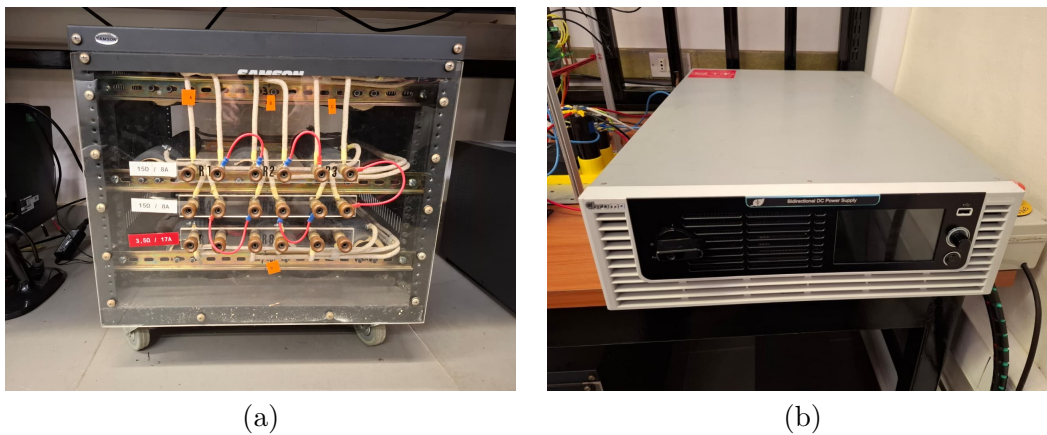


Figura 6.5. (a) Carga resistiva; (b) Chroma 602060D-600.

6.2. Resultados experimentales

En esta sección, se presentan los resultados de las pruebas realizadas en el laboratorio. Específicamente, la sección 6.2.1 presenta el comportamiento del convertidor en estado estacionario, la subsección 6.2.2 presenta el control y comportamiento del convertidor ante perturbaciones, y la subsección 6.2.3 presenta la eficiencia y otros aspectos relevantes

del convertidor en distintas condiciones de operación.

6.2.1. Operación en estado estacionario del convertidor Boost PP

Bajo condiciones de carga nominal (1kW) y voltaje $V_{in} = 60V$, se estudia el comportamiento del convertidor en estado estacionario. En las figuras 6.6 y 6.7 se presentan la tensión V_{out} del convertidor y la corriente de entrada al convertidor, junto con las corrientes en los inductores durante el arranque del convertidor, respectivamente.

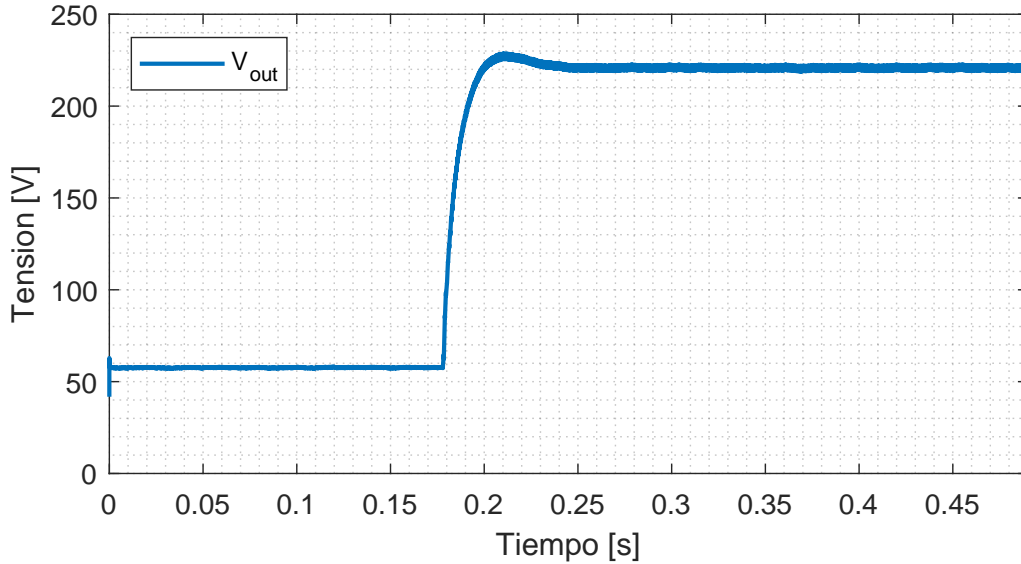


Figura 6.6. V_{out} durante arranque del convertidor bajo condiciones nominales.

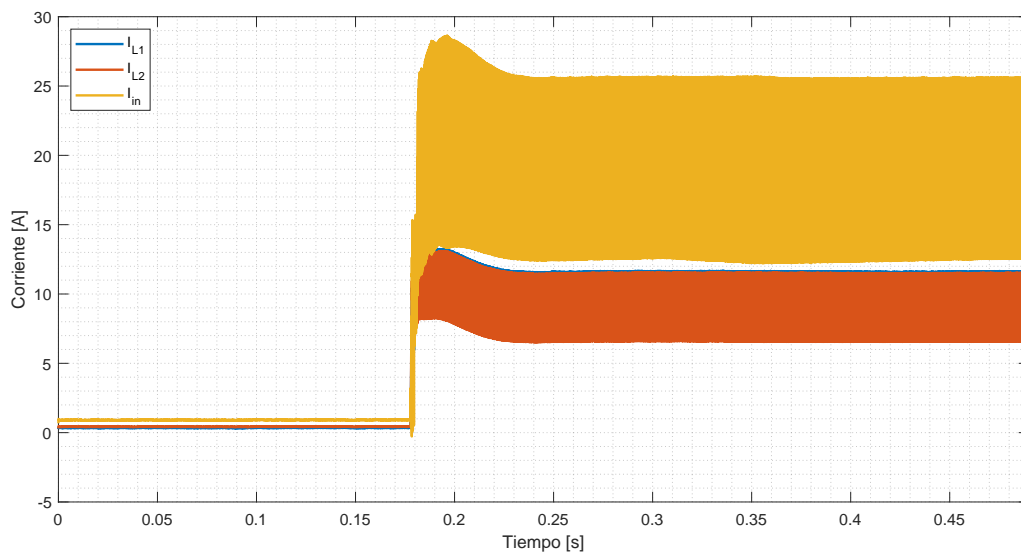


Figura 6.7. Corrientes I_{in} , I_{L1} y I_{L2} durante arranque del convertidor bajo condiciones nominales.

Las variables V_{out} , I_{L1} , I_{L2} e I_{in} en estado estacionario se presentan con más detalle en

las figuras 6.8 y 6.9. En estas se puede corroborar el correcto funcionamiento del convertidor al comparar su comportamiento esperado en base a simulaciones, específicamente lo observado en las figuras 5.3 y 5.4. Adicionalmente, se presentan los voltajes drain-source en ambos MOSFETs en conjunto a la corriente en los inductores de sus respectivos canales para distintos ciclos de trabajo en las figuras 6.10, 6.12 y 6.11.

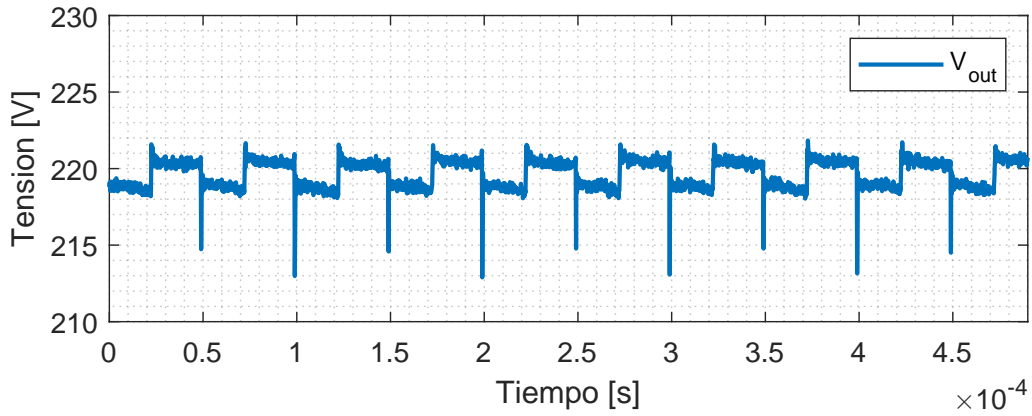


Figura 6.8. Voltaje V_{out} en estado estacionario.

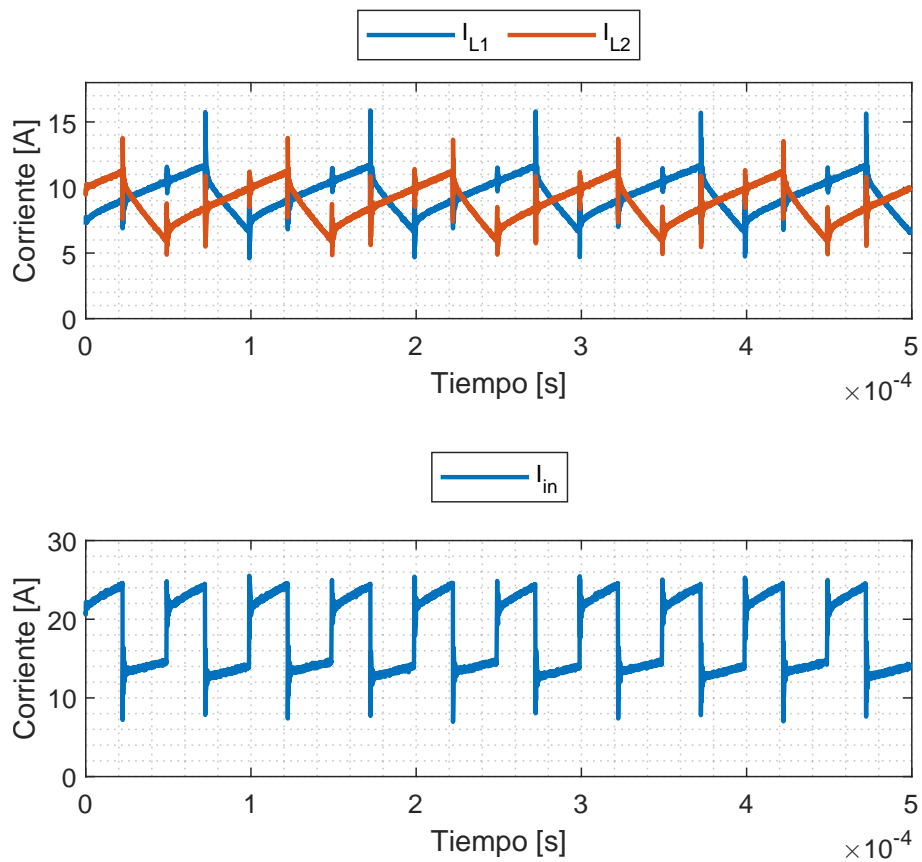


Figura 6.9. Corrientes I_{L1} , I_{L2} e I_{in} en estado estacionario.

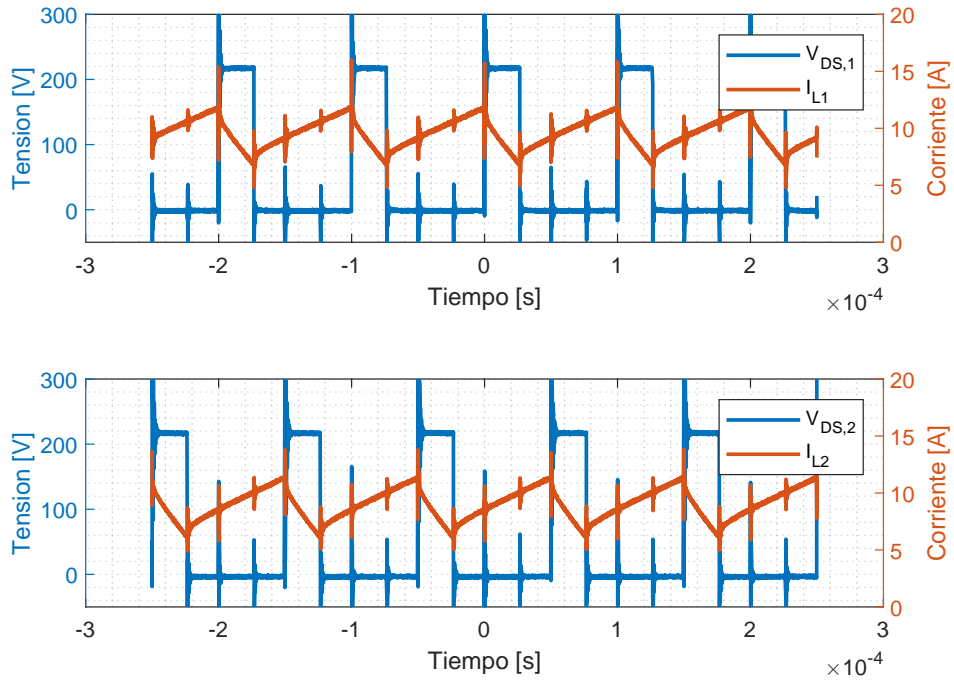


Figura 6.10. Voltajes drain-source en MOSFETs junto a corrientes en inductores en estado estacionario, $D = 0,72$

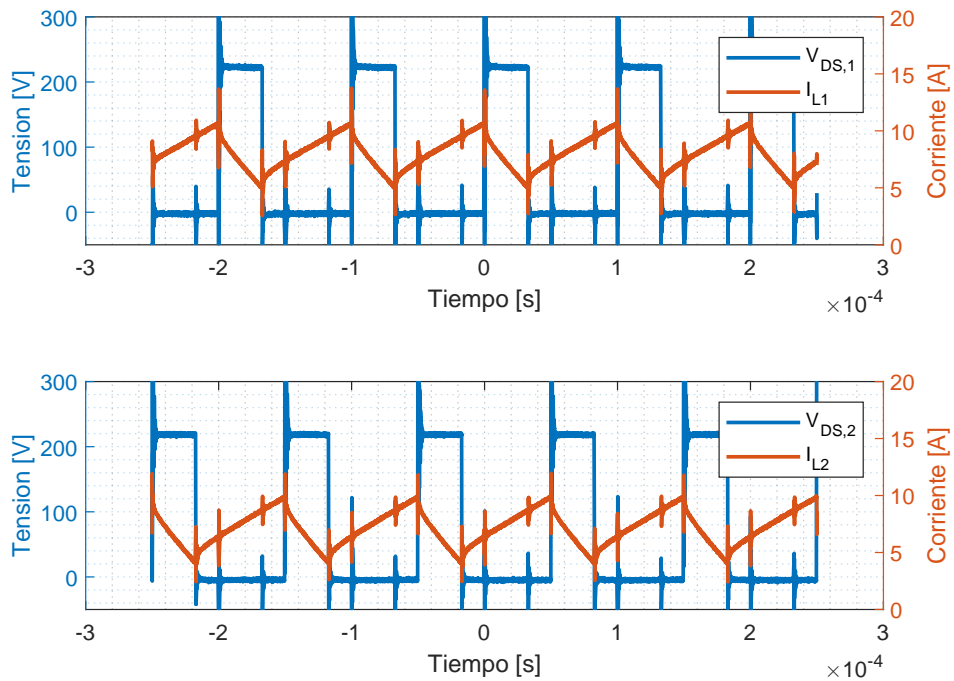


Figura 6.11. Voltajes drain-source en MOSFETs junto a corrientes en inductores en estado estacionario, $D = 0,66$.

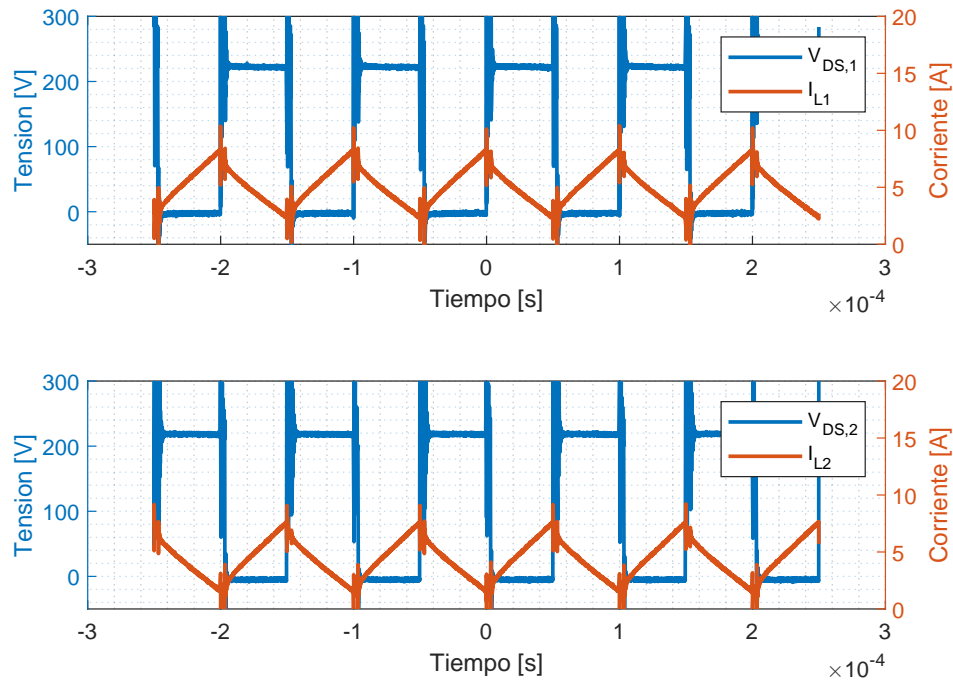


Figura 6.12. Voltajes drain-source en MOSFETs junto a corrientes en inductores en estado estacionario, $D = 0,5$.

En las figuras anteriores, particularmente en aquellas de la sección 6.2.2, donde se filtran las corrientes en los inductores para obtener su valor medio, se observa una diferencia constante entre dichas señales. Esta discrepancia puede atribuirse a un desajuste en el offset de las tarjetas de medición y/o a una incorrecta calibración de las sondas de corriente. No obstante, esta diferencia se considera despreciable en el análisis de los resultados generales.

6.2.2. Control y respuesta a perturbaciones

Para verificar el correcto funcionamiento del esquema de control propuesto en la sección 4.3, se sometió el convertidor a un arranque seguido de cambios en la referencia de tensión V_{out}^* de 220V a 160V y posteriormente devuelta a 220V. La maniobra se muestra en la figura 6.13, en la que se puede observar la correcta respuesta del convertidor, haciendo buen seguimiento de la referencia.

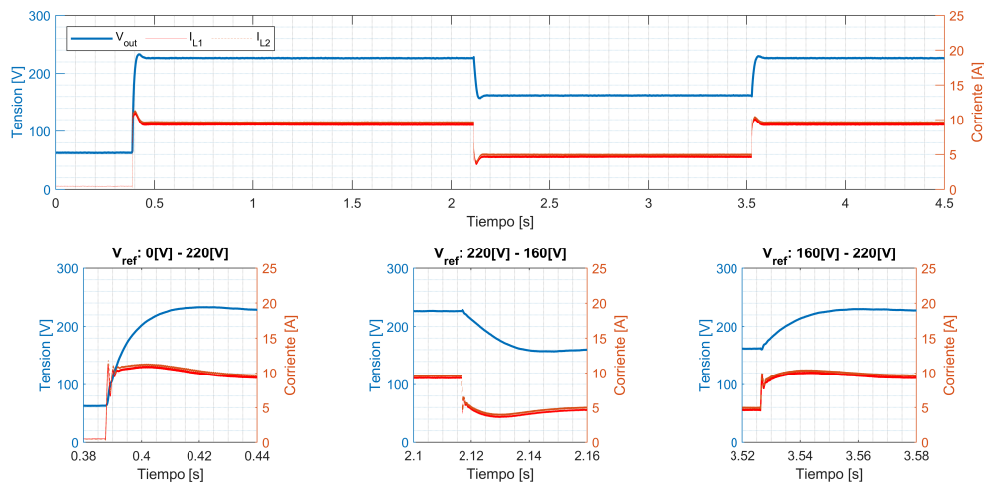


Figura 6.13. Cambios de referencia V_{out}^* , $V_{in} = 60V$, $P_{out} = 1kW @ 220V$.

Adicionalmente, se realizó un cambio en la tensión de entrada V_{in} de 60V a 45V. La prueba se muestra en la figura 6.14, en la que también se observa un buen seguimiento a la referencia y se comprueba el correcto comportamiento del esquema de control.

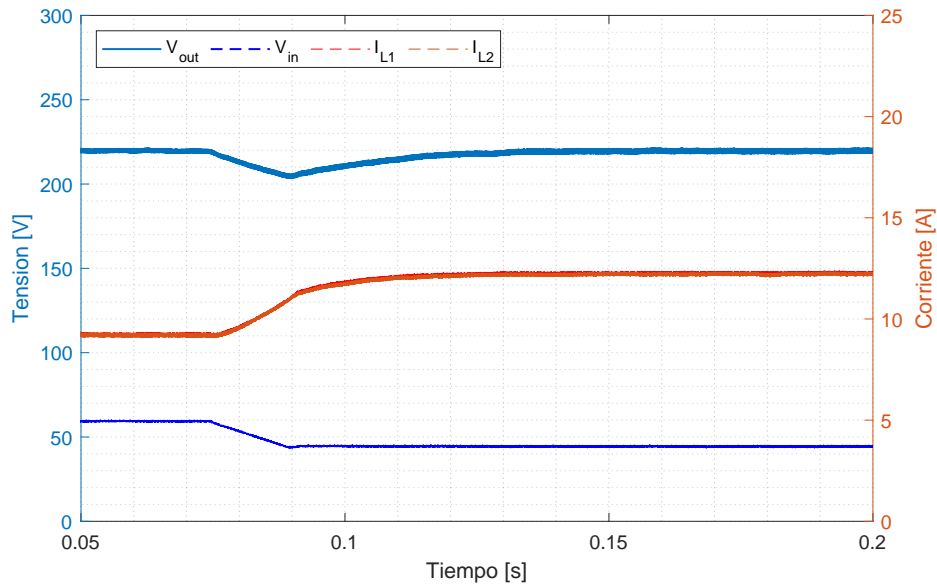


Figura 6.14. Respuesta a cambio en V_{in} de 60V a 45V.

6.2.2.a. Convertidor boost convencional

Con el propósito de comparar posteriormente ambos convertidores, se construye un convertidor boost convencional en base a los mismos componentes que el boost parcial y se somete a las mismas pruebas mencionadas en las secciones anteriores para verificar su correcto funcionamiento. La maniobra de cambio de arranque y cambio de referencia se

muestra en la figura 6.15, mientras que las variables en estado estacionario para el punto de operación nominal se muestran en las figuras 6.16 y 6.17.

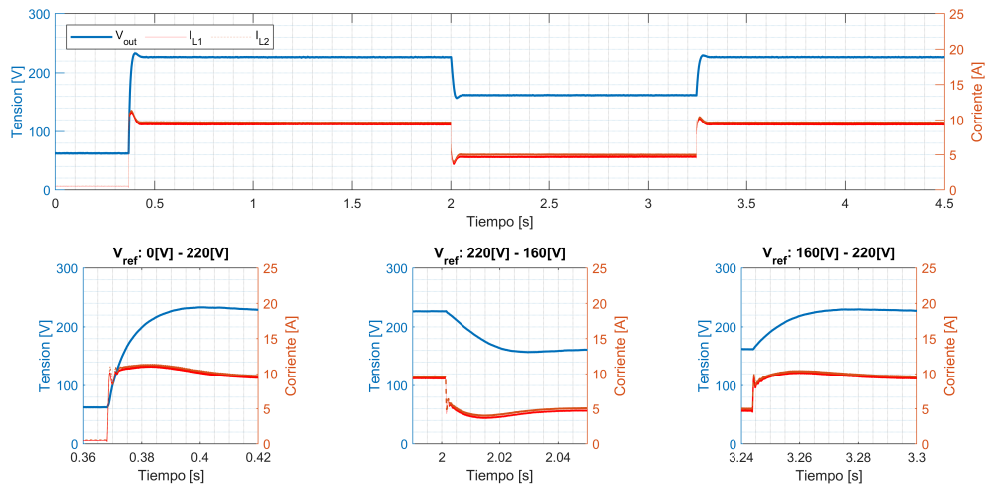


Figura 6.15. Cambios de referencia V_{out}^* en boost convencional, $V_{in} = 60V$, $P_{out} = 1kW @ 220V$.

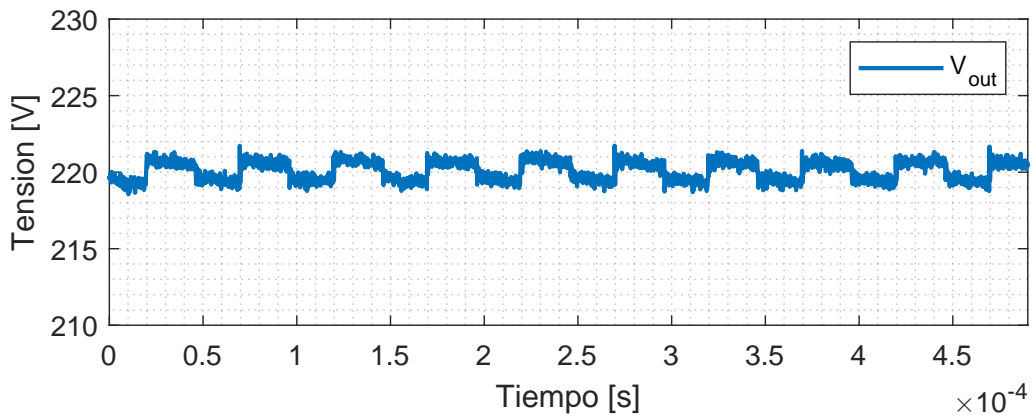


Figura 6.16. Voltaje V_{out} en estado estacionario, convertidor boost convencional.

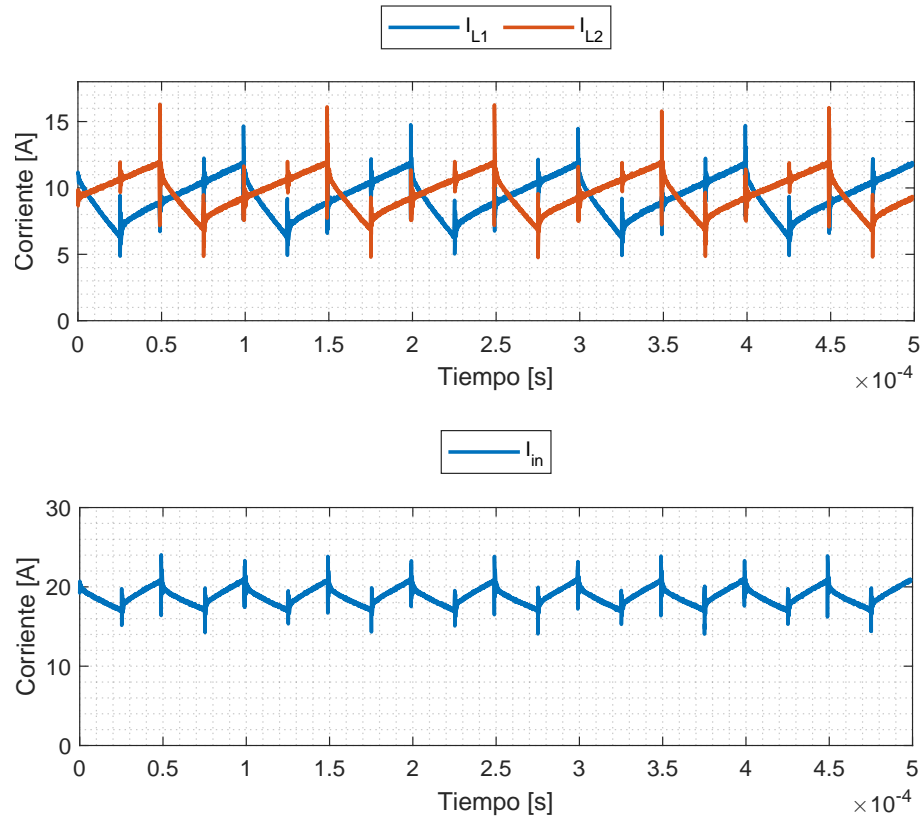


Figura 6.17. Corrientes I_{L1} , I_{L2} e I_{in} en estado estacionario, convertidor boost convencional.

6.2.3. Eficiencia y ΔV

Se midieron las variables V_{out} , V_{in} , I_{out} e I_{pv} para distintos puntos de operación de potencia y tensión de entrada para estudiar el comportamiento del convertidor en materia de eficiencia y ΔV , tal como se hizo en el capítulo 5. Las mediciones a potencia variable se presentan en la figura 6.18, mientras que las mediciones a potencia constante y V_{in} variable se muestran en la figura 6.19.

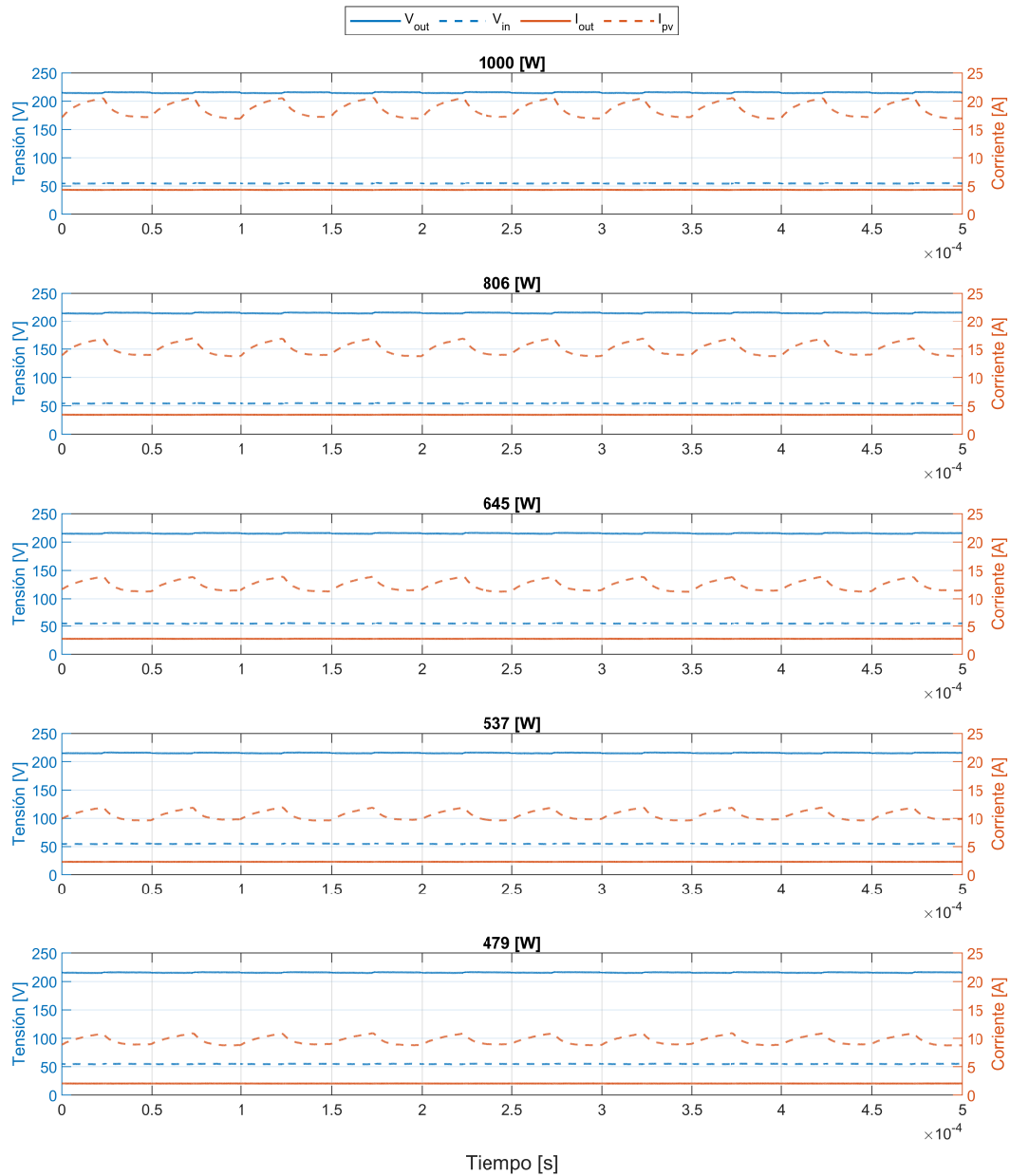


Figura 6.18. Tensiones V_{in} y V_{out} y corrientes I_{pv} e I_{out} en convertidor boost parcial para distintas cargas, $V_{in} = 60V$.

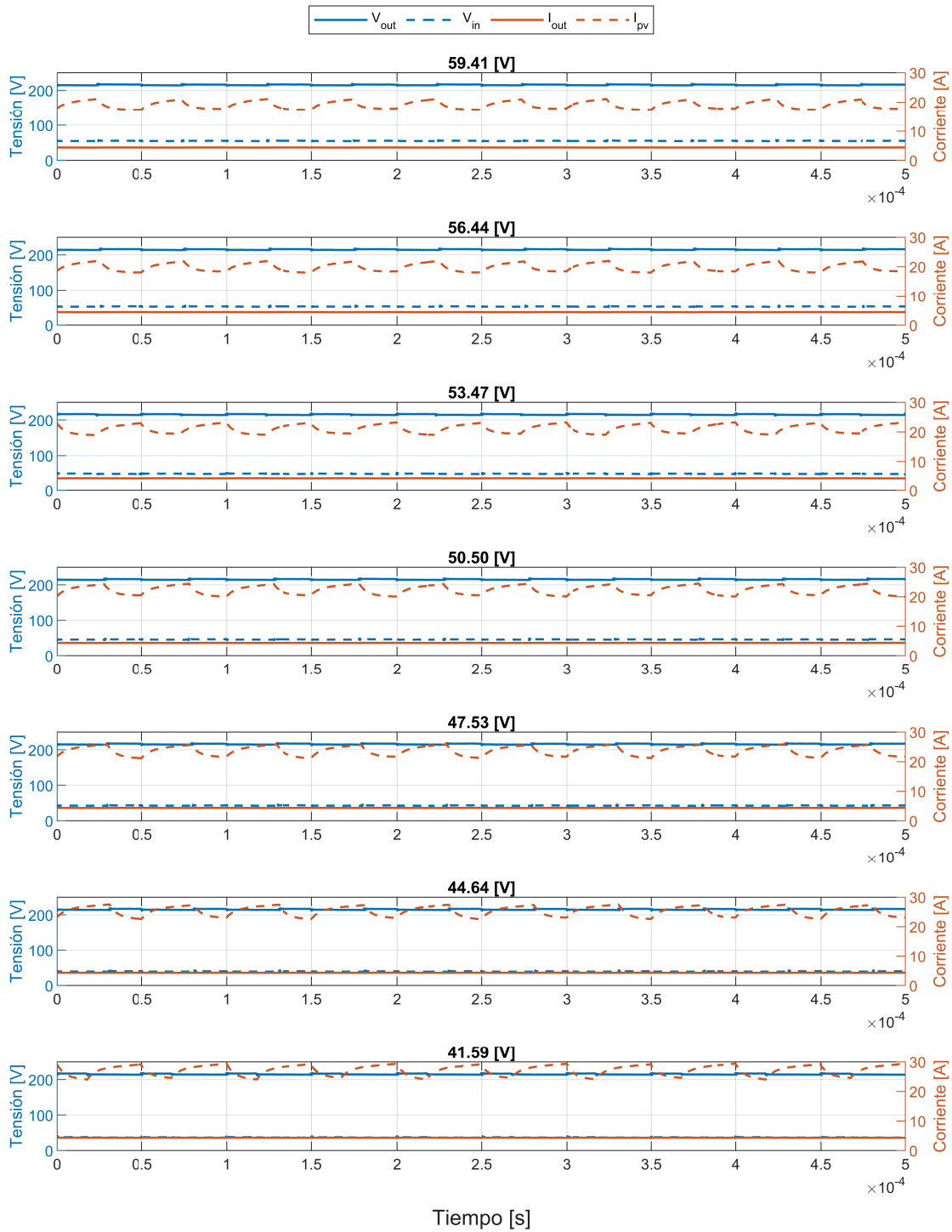


Figura 6.19. Tensiones V_{in} y V_{out} y corrientes I_{pv} e I_{out} en convertidor boost parcial para distintas tensiones V_{in} , $P_{out} = 1kW$.

Es posible realizar una comparación respecto a un convertidor boost interleaved convencional, ya que ambos convertidores están compuestos por los mismos componentes.

Solo es necesario realizar un cambio en el conexionado de estos elementos en el boost parcial para lograr una configuración como la mostrada en la figura 2.9. Una vez realizado esto, se repiten las mediciones en los mismos puntos de operación que se realizaron en el convertidor parcial en las figuras 6.18 y 6.19.

En las figuras 6.20 y 6.21 se muestran las eficiencias en ambos convertidores en función de la potencia y en función de la tensión de entrada, respectivamente. Al igual que en las simulaciones, se observa que la variación de la eficiencia respecto a estas variables es relativamente igual en ambos convertidores, habiendo ahora una diferencia entre la eficiencia total, siendo ligeramente mayor en el convertidor boost convencional. Esto puede deberse a que la curva I-V creada en el simulador PV es mucho menos ideal a la característica que se usó en las simulaciones (fig. 5.1), por lo que en las pruebas experimentales se presentan mayores variaciones de corriente i_{pv} respecto a las mismas variaciones de tensión en la entrada. Estas mayores oscilaciones también son visibles en las mediciones en las figuras 6.18 y 6.19.

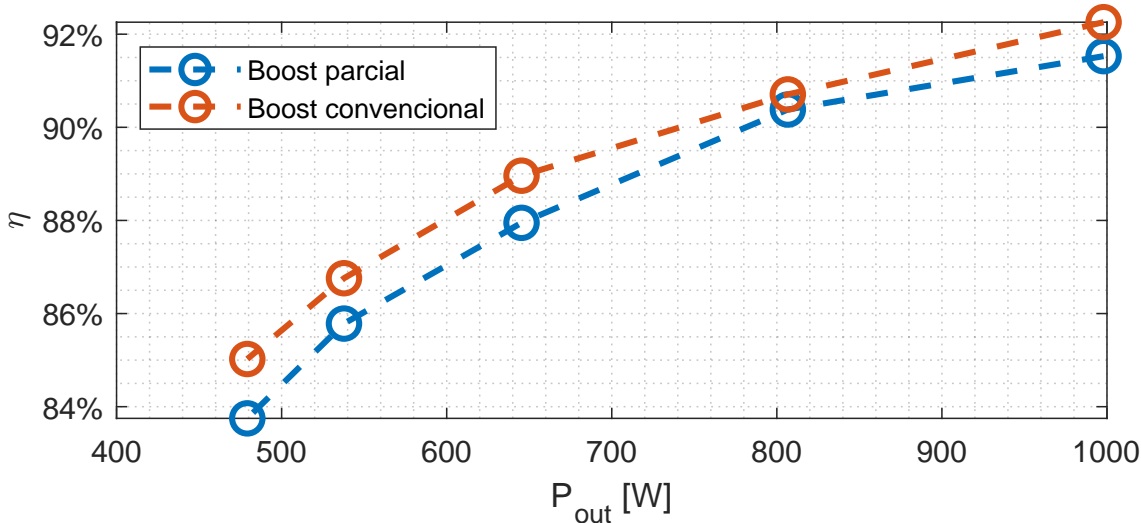


Figura 6.20. Eficiencia del convertidor boost parcial y boost tradicional en función de la potencia tratada, $V_{in} = 60[V]$.

También es posible observar que el punto de máxima eficiencia respecto a la tensión de entrada es distinto en la práctica con respecto a las simulaciones. Esto se debe a pequeñas diferencias entre los componentes utilizados en el laboratorio y los elementos en las simulaciones, además de factores no considerados en la simulación, como fenómenos magnéticos en los inductores. Estas diferencias provocan que el punto de operación en que ciertos elementos del convertidor generen más pérdidas que otros cambie, y como este punto es dependiente del ciclo de trabajo D , la diferencia de la eficiencia respecto a las simulaciones es más notoria cuando se estudia en función de V_{in} .

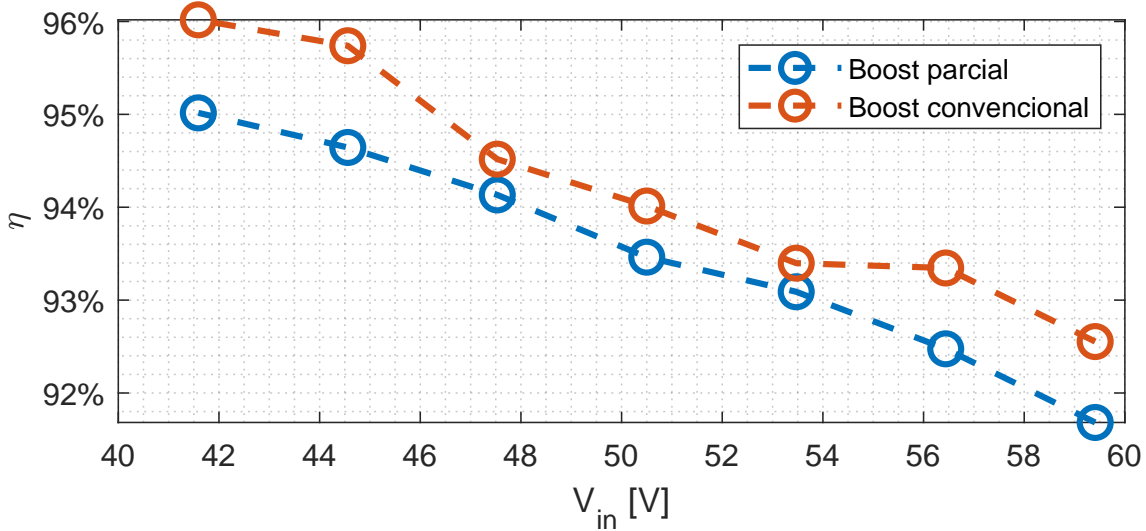


Figura 6.21. Eficiencia del convertidor boost parcial y boost tradicional en función de la tensión de entrada, $P_{out} = 1[kW]$.

En las próximas páginas se presentan la variación porcentual en ΔV_{out} y ΔV_{in} en función de la potencia en el convertidor y en función de la tensión de entrada. El comportamiento de estas variables se encuentra dentro de lo predicho por las simulaciones, siendo el valor de ΔV_{out} y ΔV_{in} mayor en el convertidor boost parcial para todos los puntos de operación.

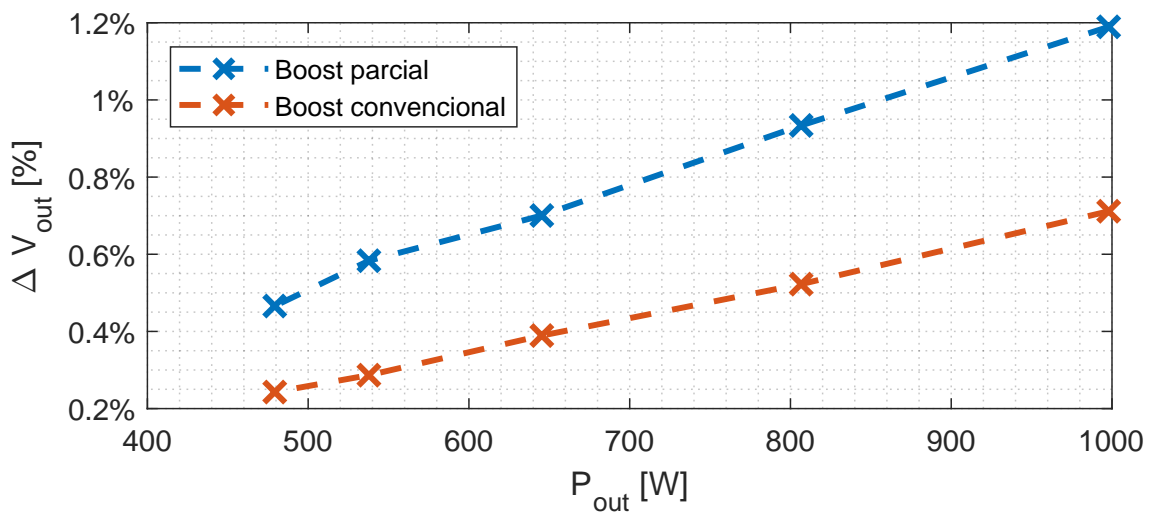


Figura 6.22. ΔV_{out} en función de la potencia P_{out} en el convertidor boost parcial y convertidor boost convencional.

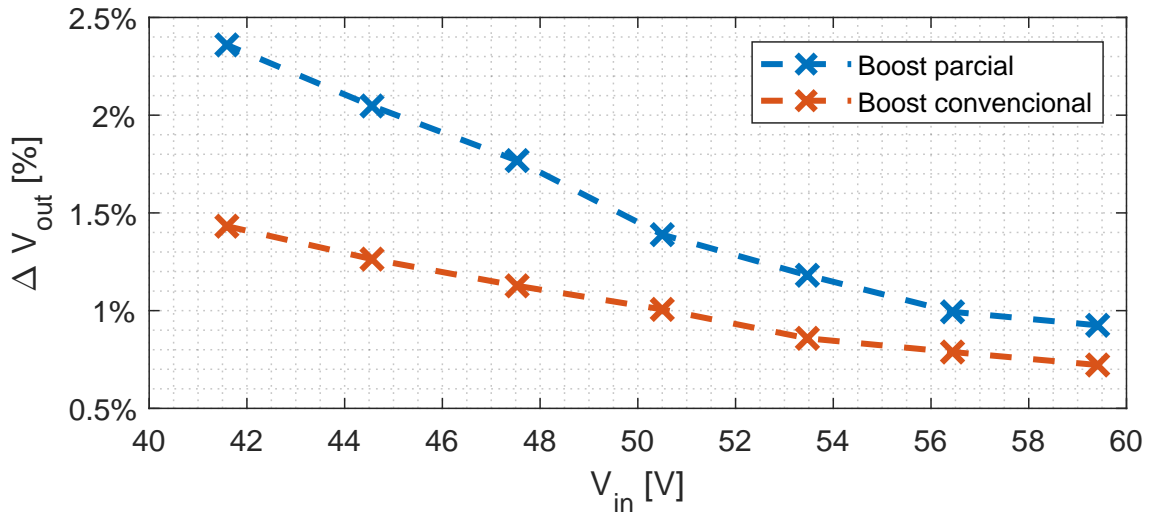


Figura 6.23. ΔV_{out} en función de la tensión V_{in} en el convertidor boost parcial y convertidor boost convencional.

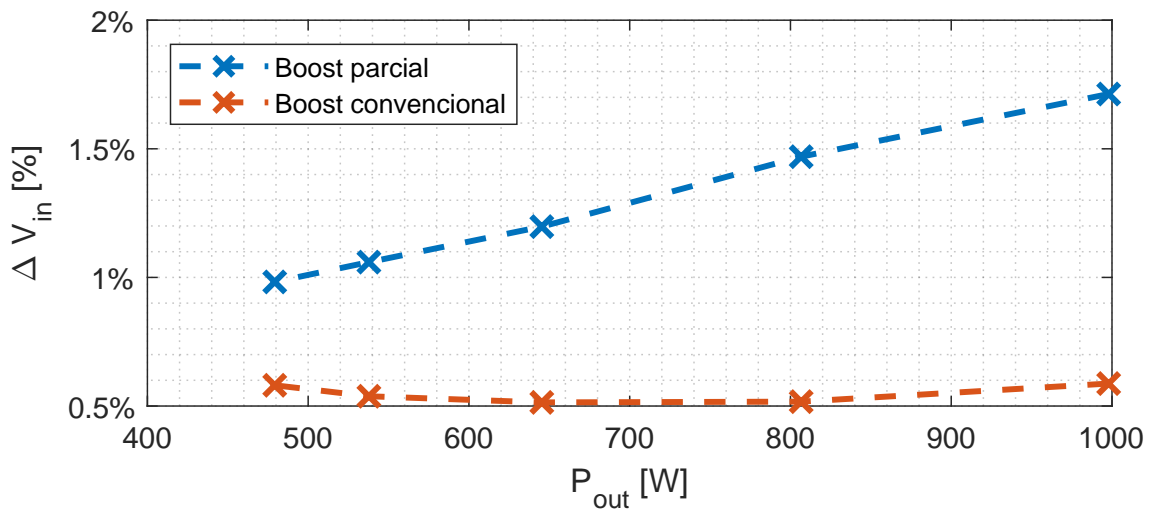


Figura 6.24. ΔV_{in} en función de la potencia P_{out} en el convertidor boost parcial y convertidor boost convencional.

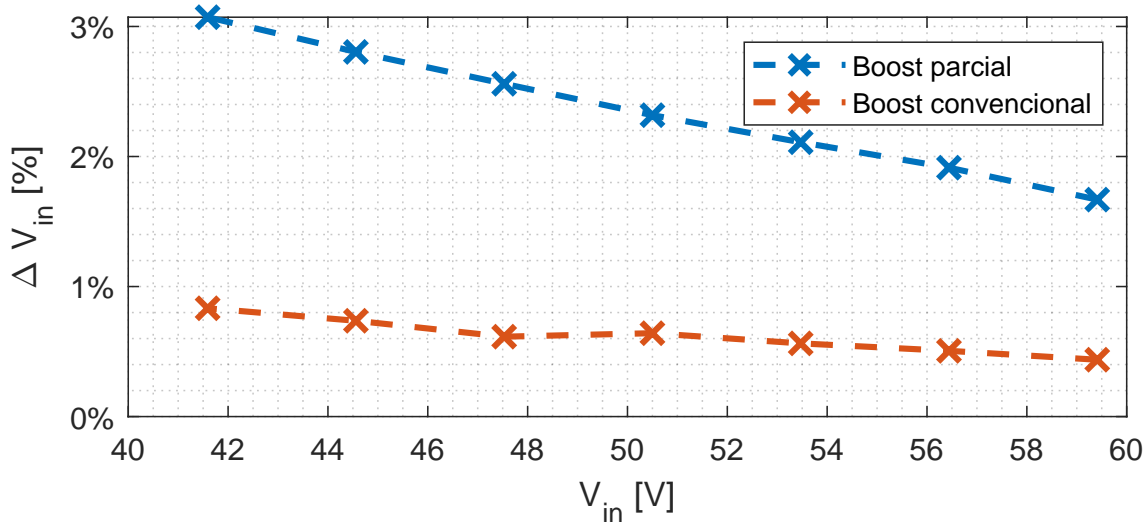


Figura 6.25. ΔV_{in} en función de la tensión V_{in} en el convertidor boost parcial y convertidor boost convencional.

Como se mencionó en capítulos anteriores, los mayores niveles de ΔV_{in} en el convertidor parcial se deben a la corriente i_{in} que este mismo demanda. Esta corriente provoca que el delta de voltaje en el condensador de entrada al convertidor sea proporcional a la corriente en la carga y al ciclo de trabajo, mientras que en el convertidor boost de potencia completa este delta es teóricamente despreciable e invariante en distintos puntos de operación. Las diferencias entre la corriente i_{in} en el boost de potencia parcial y el boost de potencia completa se muestran en la figura 6.26 para distintas potencias.

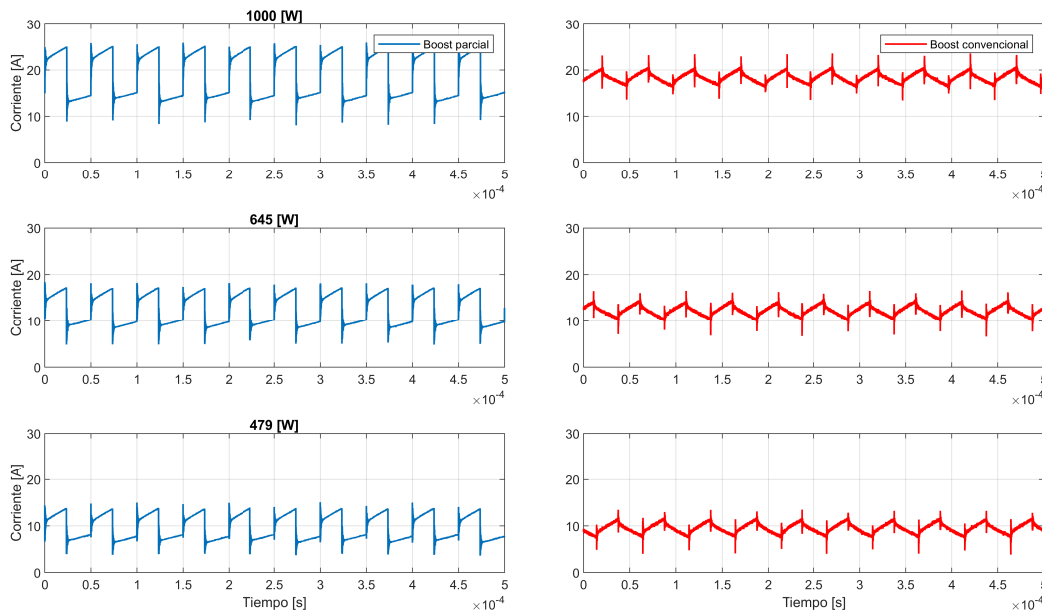


Figura 6.26. Corriente i_{in} en convertidor boost parcial y boost convencional para distintas potencias, $V_{in} = 60[V]$.

En la figura 6.27 se muestra también el espectro armónico de dicha corriente para ambos convertidores. Se observan mayores niveles de armónicos en el convertidor boost parcial que dependen de los niveles de potencia en el convertidor, es decir, de la corriente en la carga. Estos armónicos son los que finalmente contribuyen a los mayores niveles de ΔV_{in} en un convertidor boost parcial.

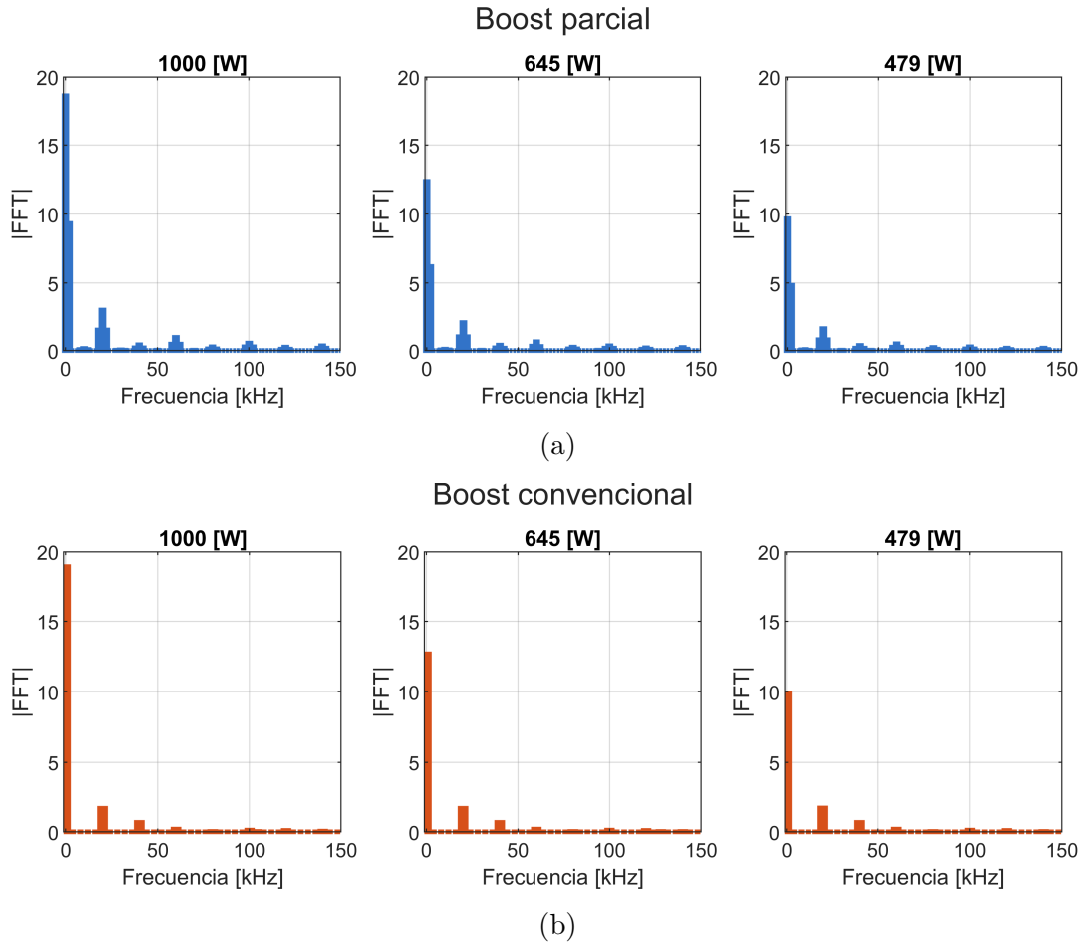


Figura 6.27. Espectro armónico de corriente i_{in} para distintas potencias. (a) Convertidor Boost de potencia parcial; (b) Convertidor Boost convencional.

De la misma manera, se comparan las corrientes I_{in} de ambos convertidores en distintos ciclos de trabajo en la figura 6.28, y sus respectivos espectros armónicos en 6.29.

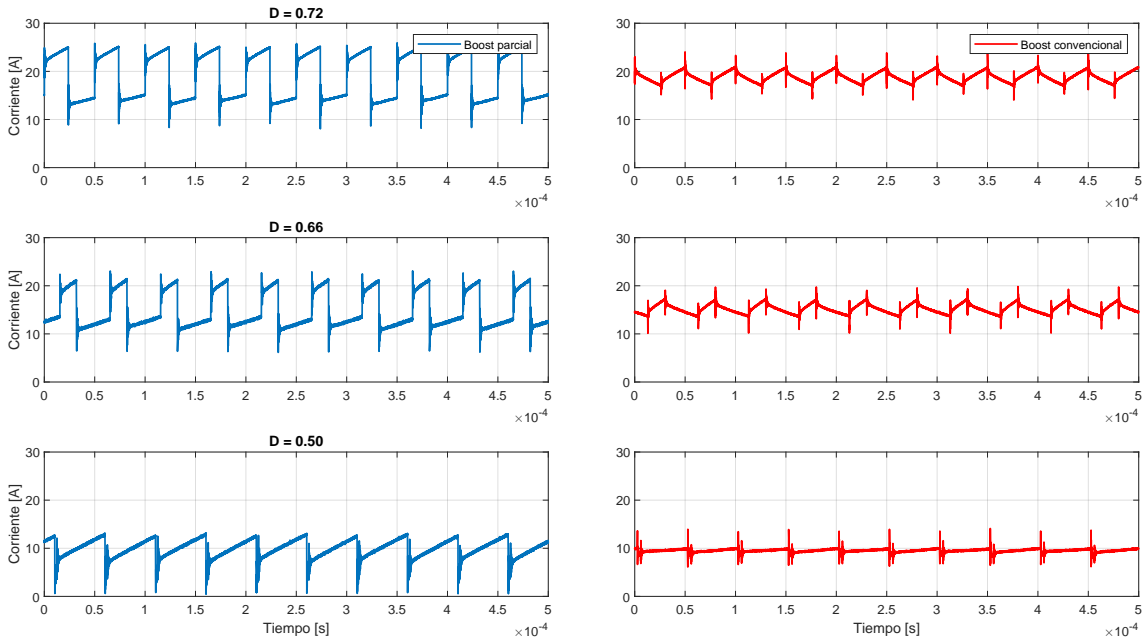


Figura 6.28. Corriente i_{in} en convertidor boost parcial y boost convencional para distintos ciclos de trabajo D , $P_{out} = 1[kW]$.

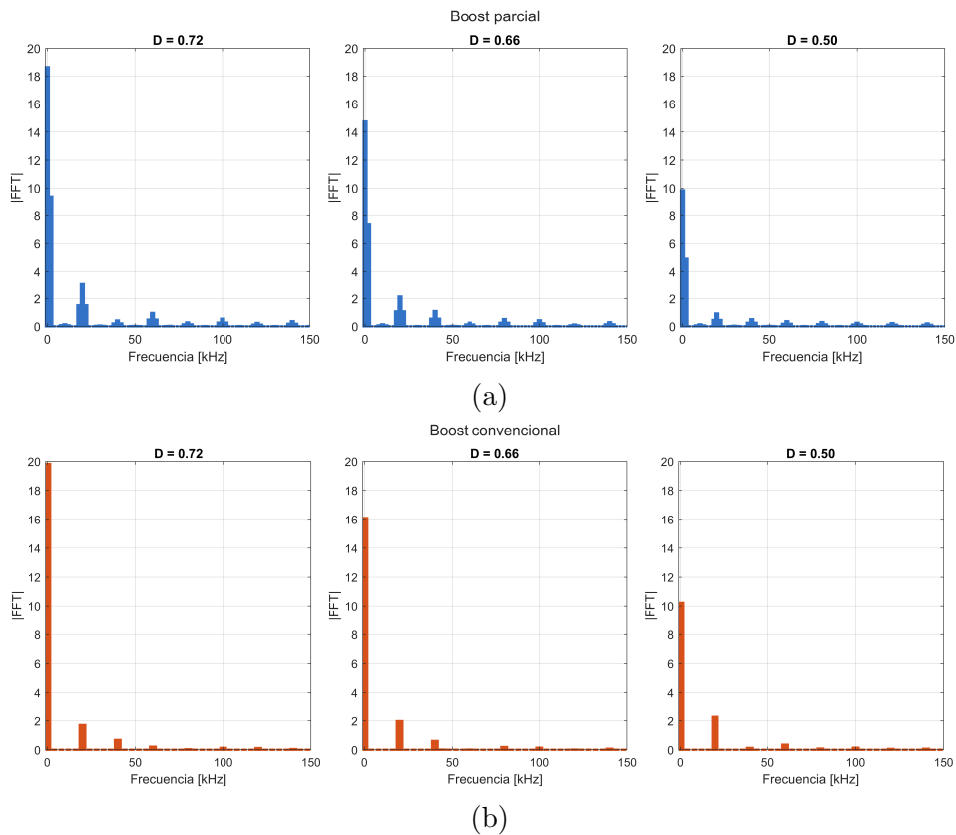


Figura 6.29. Espectro armónico de corriente i_{in} para distintos ciclos de trabajo D . (a) Convertidor Boost de potencia parcial; (b) Convertidor Boost convencional.

Capítulo 7

Conclusiones.

En este trabajo se abordó el diseño, análisis, simulación y validación experimental de un convertidor DC-DC Boost de potencia parcial en configuración interleaved, orientado a aplicaciones fotovoltaicas. El estudio incluyó el desarrollo del modelo matemático, el análisis de corrientes y tensiones internas, la implementación de la estrategia de modulación y control, así como una comparación directa con un convertidor Boost de potencia completa, conformado por los mismos componentes y operando bajo condiciones equivalentes.

A partir del análisis teórico se demostró que, para un mismo punto de operación, las corrientes y tensiones medias en los principales elementos del convertidor —inductores, interruptores y diodos— son equivalentes en ambas topologías. Esto permitió establecer que, en condiciones ideales, el convertidor de potencia parcial alcanza niveles de eficiencia idénticos a los de un Boost convencional. Los resultados de simulación presentados en el Capítulo 5 confirmaron estos análisis teóricos, además de corroborar el correcto funcionamiento del convertidor diseñado. Asimismo, del análisis teórico y las simulaciones posteriores se desprende que la forma de la corriente i_{in} demandada por el convertidor de potencia parcial provoca la aparición de un ΔV_{in} dependiente de la carga y de la ganancia del convertidor, cuando este es alimentado por una fuente distinta a una fuente de tensión ideal, como en el caso estudiado. En este contexto, la principal ventaja de la topología de potencia parcial es la potencial reducción del capacitor de salida, considerando que este opera a menores niveles de tensión que su contraparte de potencia completa. Sin embargo, a pesar de que los niveles de rizado de tensión esperados en este capacitor son iguales a los de un boost convencional, el rizado total en la carga es potencialmente mayor, debido a que es la suma de los Δ individuales en el condensador de entrada y de salida.

La validación experimental corroboró parcialmente estos resultados, mostrando un comportamiento coherente con las simulaciones. No obstante, se identificó que la mayor no idealidad de la característica I-V del simulador fotovoltaico utilizado con respecto a las simulaciones, introduce oscilaciones adicionales en la tensión de entrada y en la corriente del panel, lo que impacta negativamente en la eficiencia medida del convertidor de potencia parcial. Este efecto resulta especialmente relevante en aplicaciones fotovoltaicas, donde dichas oscilaciones pueden interferir con el correcto desempeño de los algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), además de contribuir a la disminución de la eficiencia de la etapa de conversión previamente mencionada.

En función de los resultados obtenidos, se concluye que, para aplicaciones fotovoltaicas

conectadas directamente a paneles solares, las topologías de potencia completa presentan ventajas en términos de estabilidad de la tensión de entrada y robustez frente a las oscilaciones inherentes a la fuente. Sin embargo, el convertidor Boost de potencia parcial se presenta como una alternativa atractiva en aplicaciones donde la fuente de alimentación se aproxima a una fuente ideal de tensión, permitiendo alcanzar eficiencias similares y reducir el tamaño del capacitor de salida sin sacrificar el rizado de tensión de entrada ni la calidad de la tensión de salida. Adicionalmente, la topología de potencia parcial resulta especialmente conveniente en aplicaciones donde la ganancia deseada es cercana a 2 ($D = 0,5$), ya que en este punto se minimiza el rizado de tensión de entrada, de acuerdo con lo estudiado en la Sección 3.3.

Finalmente, este trabajo sienta una base sólida para futuras investigaciones orientadas a la integración de convertidores de potencia parcial en arquitecturas de mayor nivel, así como al estudio de esta u otras topologías de potencia parcial en distintas aplicaciones.

Apéndice A

Modelamiento de pérdidas en MOSFETs y Diodos

Se modelan las pérdidas de conducción y encendido/apagado del MOSFET GAN063-650WSA de Nexperia a partir de los datos entregados en la hoja técnica [35]. Los parámetros más relevantes para el modelamiento de las pérdidas en Plect se presentan en la tabla A.1

Tabla A.1

PARÁMETROS RELEVANTES PARA EL MODELAMIENTO DE PÉRDIDAS EN LOS SEMICONDUCTORES.

Símbolo	Parámetro	Valor
R_{DSon}	Resistencia drain-source @ $25^{\circ}C$	50 [m Ω]
t_r	Tiempo de subida	10 [ns]
t_f	Tiempo de caída	11 [ns]
Q_{OSS}	Carga de salida @ 400 [V]	125 [nC]

Para derivar las pérdidas por conducción del MOSFET en operación normal se utiliza la figura A.1, que muestra los valores del factor de resistencia drain-source en función de la temperatura, donde el factor de resistencia a es la razón entre la resistencia drain-source $R_{DSon}(t)$ para una temperatura específica y la resistencia drain-source a $25^{\circ}C$ (A.1).

$$a = \frac{R_{DSon}}{R_{DSon}(25^{\circ}C)} \quad (\text{A.1})$$

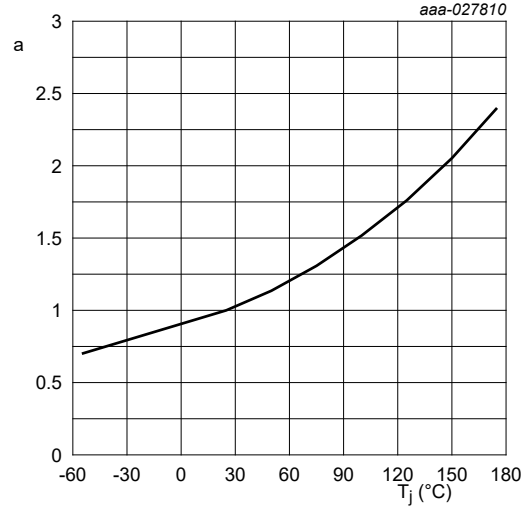


Figura A.1. Factor a de resistencia drain-source en función de la temperatura.

A partir de la curva A.1, se toman distintos valores de a para obtener la resistencia drain-source a distintas temperaturas, y a partir de estos valores de resistencia R_{DSon} se construye la característica I-V del MOSFET en Plecs, mostrada en A.2, con la que se calculan las pérdidas por conducción.

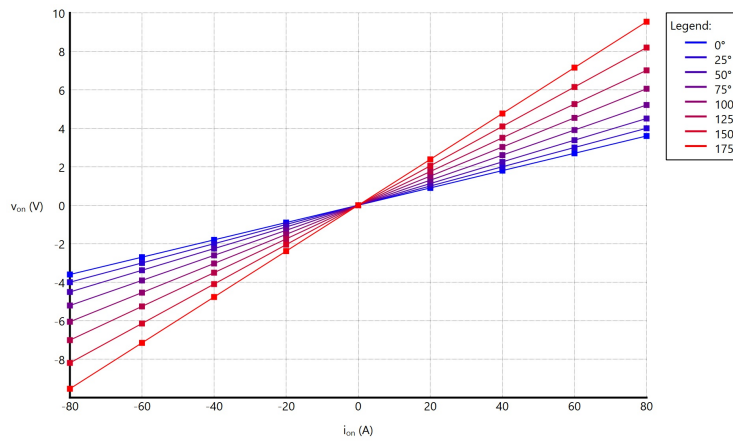


Figura A.2. Características I-V drain-source para distintas temperaturas ajustada en PLECS.

Para las pérdidas de encendido y apagado, el fabricante no entrega el modelo térmico de Plecs que utiliza Look-up tables para calcular las pérdidas por conmutación; por lo que, como aproximación, estas se implementan mediante la ecuación (A.2).

$$\begin{aligned}
 E_{on} &\approx E_{ov,on} + E_{oss} \\
 E_{off} &\approx E_{ov,off} + E_{oss}
 \end{aligned}
 \tag{A.2}$$

Donde $E_{ov,on}$ y $E_{ov,off}$ corresponden a la energía de *overlap* o transición, ocasionada presencia simultánea de tensión y corriente drain-source durante los eventos de conmuta-

ción. Se aproxima al área de $v \cdot i$ durante la transición entre tensión y corriente, y están dados por (A.3).

$$E_{ov,on} \approx \frac{1}{2} v \cdot i \cdot t_r$$

$$E_{ov,off} \approx \frac{1}{2} v \cdot i \cdot t_f$$
(A.3)

Y E_{oss} corresponde a la energía necesaria para la carga y descarga de la capacitancia C_{oss} vista a lo largo de los terminales drain-source cuando el MOSFET se encuentra apagado, calculada como (A.4).

$$E_{oss}(v) \approx \frac{1}{2} Q_{oss}(v) \cdot v$$
(A.4)

Como para los diodos del convertidor se utilizan los diodos en antiparalelo en el mismo MOSFET, para las pérdidas de conducción se utiliza la característica I-V drain-source entregada por el fabricante en la figura A.3(a), y se utilizan para construir las Look-up tables que Plecs utiliza para el cálculo de las pérdidas por conducción A.3(b).

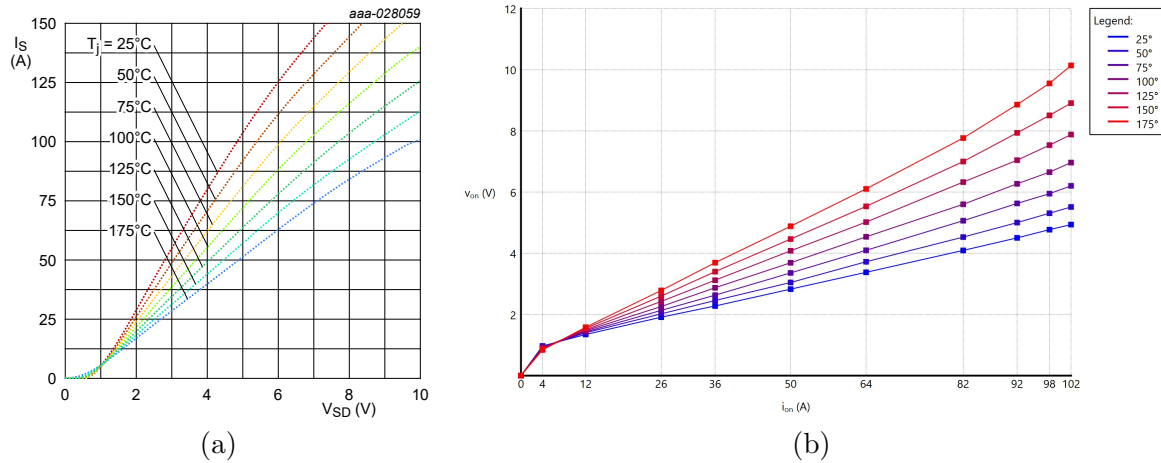


Figura A.3. Corriente source-drain (diode forward) en función del voltaje source-drain (diode forward). (a) Información del fabricante; (b) Curvas ajustadas en Plecs.

Bibliografía

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons, 2003.
- [2] N. M. Haegel and S. R. Kurtz, “Global progress toward renewable electricity: Tracking the role of solar (version 3),” *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 13, no. 6, pp. 768–776, 2023.
- [3] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, and L. G. Franquelo, “Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging pv converter technology,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 1, pp. 47–61, 2015.
- [4] A. D. Marzouk, S. Fournier-Bidoz, J. Yablecki, K. McLean, and O. Trescases, “Analysis of partial power processing distributed mppt for a pv powered electric aircraft,” in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, 2014, pp. 3496–3502.
- [5] R. M. Button, “An advanced photovoltaic array regulator module,” in *IECEC 96. Proceedings of the 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conference*, vol. 1. IEEE, 1996, pp. 519–524.
- [6] V. M. Iyer, S. Gulur, G. Gohil, and S. Bhattacharya, “An approach towards extreme fast charging station power delivery for electric vehicles with partial power processing,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 10, pp. 8076–8087, 2020.
- [7] R. Venegas, *Convertidor de potencia parcial DC/DC elevador-reductor con alto rango de salida para aplicaciones en carga rápida de vehículos eléctricos*. Memoria para optar al título de Ingeniero Civil Electrónico y al grado de Magíster en Ciencias de la Ingeniería Electrónica, 2022.
- [8] V. M. Iyer, S. Gulur, G. Gohil, and S. Bhattacharya, “Extreme fast charging station architecture for electric vehicles with partial power processing,” in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2018, pp. 659–665.
- [9] M. S. Agamy, M. Harfman-Todorovic, A. Elasser, S. Chi, R. L. Steigerwald, J. A. Sabate, A. J. McCann, L. Zhang, and F. J. Mueller, “An efficient partial power processing dc/dc converter for distributed pv architectures,” *IEEE transactions on power electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 674–686, 2013.
- [10] M. Kasper, D. Bortis, and J. W. Kolar, “Classification and comparative evaluation of pv panel-integrated dc–dc converter concepts,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 2511–2526, 2013.

-
- [11] B.-D. Min, J.-P. Lee, J.-H. Kim, T.-J. Kim, D.-W. Yoo, and E.-H. Song, "A new topology with high efficiency throughout all load range for photovoltaic pcs," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4427–4435, 2009.
- [12] H. Abu-Rub, M. Malinowski, and K. Al-Haddad, *Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications*. John Wiley & Sons, 2014.
- [13] N. Kishor, M. G. Villalva, S. R. Mohanty, and E. Ruppert, "Modeling of pv module with consideration of environmental factors," in *2010 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe)*. IEEE, 2010, pp. 1–5.
- [14] P. Barrade, "Switched-mode converters (one quadrant)," 2006.
- [15] J. D. Navamani, M. L. Veena, A. Lavanya, and K. Vijayakumar, "Efficiency comparison of quadratic boost dc-dc converter in ccm and dcm," in *2015 2nd International Conference on Electronics and Communication Systems (ICECS)*, 2015, pp. 1156–1161.
- [16] S. Howimanporn and C. Bunlaksananusorn, "Performance comparison of continuous conduction mode (ccm) and discontinuous conduction mode (dcm) flyback converters," in *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003.*, vol. 2, 2003, pp. 1434–1438 Vol.2.
- [17] D. J. S. Newlin, R. Ramalakshmi, and S. Rajasekaran, "A performance comparison of interleaved boost converter and conventional boost converter for renewable energy application," in *2013 International Conference on Green High Performance Computing (ICGHPC)*, 2013, pp. 1–6.
- [18] C. N.-M. Ho, H. Breuninger, S. Pettersson, G. Escobar, and F. Canales, "A comparative performance study of an interleaved boost converter using commercial si and sic diodes for pv applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 289–299, 2013.
- [19] C. Liu, A. Johnson, and J.-S. Lai, "A novel three-phase high-power soft-switched dc/dc converter for low-voltage fuel cell applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1691–1697, 2005.
- [20] J. Zhao, K. Yeates, and Y. Han, "Analysis of high efficiency dc/dc converter processing partial input/output power," in *2013 IEEE 14th workshop on control and modeling for power electronics (COMPEL)*. IEEE, 2013, pp. 1–8.
- [21] J. Anzola, I. Aizpuru, A. A. Romero, A. A. Loiti, R. Lopez-Erauskin, J. S. Artal-Sevil, and C. Bernal, "Review of architectures based on partial power processing for dc-dc applications," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 103 405–103 418, 2020.
- [22] N. Kutkut, "A modular nondissipative current diverter for ev battery charge equalization," in *APEC '98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, 1998, pp. 686–690 vol.2.
- [23] H. Schmidt and C. Siedle, "The charge equalizer-a new system to extend battery lifetime in photovoltaic systems, ups and electric vehicles," in *Proceedings of Intelec*

- 93: *15th International Telecommunications Energy Conference*, vol. 2. IEEE, 1993, pp. 146–151.
- [24] N. G. F. dos Santos, J. R. R. Zientarski, and M. L. da Silva Martins, “A review of series-connected partial power converters for dc–dc applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 7825–7838, 2021.
- [25] O. Gsous, R. Rizk, A. Barbón, and R. Georgious, “Review of dc-dc partial power converter configurations and topologies,” *Energies*, vol. 17, no. 6, p. 1496, 2024.
- [26] V. Vorpérian, “Simplified analysis of pwm converters using model of pwm switch: Parts i and ii,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic systems*, vol. 26, no. 3, pp. 490–505, 1990.
- [27] Texas Instruments, “[Understanding Boost Power Stages in Switch Mode Power Supplies](#),” 1999.
- [28] T.-D. Tran, H. Cha, V.-D. Bui, and C. V. Nguyen, “Derivation of small-signal model of boost-sepic interleaved converter based on pwm switch model,” in *2023 International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEE)*, 2023, pp. 185–190.
- [29] B. Choi, *Pulsewidth modulated DC-to-DC power conversion: circuits, dynamics, control, and DC power distribution systems*. John Wiley & Sons, 2021.
- [30] Texas Instruments, “[Basic Calculation of a Boost Converter’s Power Stage](#),” 2009, rev. 2022.
- [31] G. C. Goodwin, S. F. Graebe, M. E. Salgado *et al.*, *Control system design*. Prentice Hall Upper Saddle River, 2001, vol. 240.
- [32] J. Schönberger, “Modeling a photovoltaic string using plects,” *Appl. Example*, vol. 13, pp. 1–3, 2013.
- [33] G. Carrasco, *Diseño e implementación de módulos de firmware para uso de FPGA en aplicaciones de potencia*, 2008.
- [34] P. Lezana, *Manejo de la Plataforma Digital DSP+FPGA para el control de Accionamientos*, 2020.
- [35] [650 V, 50 mΩ Gallium Nitride \(GaN\) FET](#), Nexperia, 3 2020, product data sheet.